

---

This is a reproduction of a library book that was digitized by Google as part of an ongoing effort to preserve the information in books and make it universally accessible.

Google<sup>TM</sup> books

<https://books.google.com>





## Über dieses Buch

Dies ist ein digitales Exemplar eines Buches, das seit Generationen in den Regalen der Bibliotheken aufbewahrt wurde, bevor es von Google im Rahmen eines Projekts, mit dem die Bücher dieser Welt online verfügbar gemacht werden sollen, sorgfältig gescannt wurde.

Das Buch hat das Urheberrecht überdauert und kann nun öffentlich zugänglich gemacht werden. Ein öffentlich zugängliches Buch ist ein Buch, das niemals Urheberrechten unterlag oder bei dem die Schutzfrist des Urheberrechts abgelaufen ist. Ob ein Buch öffentlich zugänglich ist, kann von Land zu Land unterschiedlich sein. Öffentlich zugängliche Bücher sind unser Tor zur Vergangenheit und stellen ein geschichtliches, kulturelles und wissenschaftliches Vermögen dar, das häufig nur schwierig zu entdecken ist.

Gebrauchsspuren, Anmerkungen und andere Randbemerkungen, die im Originalband enthalten sind, finden sich auch in dieser Datei – eine Erinnerung an die lange Reise, die das Buch vom Verleger zu einer Bibliothek und weiter zu Ihnen hinter sich gebracht hat.

## Nutzungsrichtlinien

Google ist stolz, mit Bibliotheken in partnerschaftlicher Zusammenarbeit öffentlich zugängliches Material zu digitalisieren und einer breiten Masse zugänglich zu machen. Öffentlich zugängliche Bücher gehören der Öffentlichkeit, und wir sind nur ihre Hüter. Nichtsdestotrotz ist diese Arbeit kostspielig. Um diese Ressource weiterhin zur Verfügung stellen zu können, haben wir Schritte unternommen, um den Missbrauch durch kommerzielle Parteien zu verhindern. Dazu gehören technische Einschränkungen für automatisierte Abfragen.

Wir bitten Sie um Einhaltung folgender Richtlinien:

- + *Nutzung der Dateien zu nichtkommerziellen Zwecken* Wir haben Google Buchsuche für Endanwender konzipiert und möchten, dass Sie diese Dateien nur für persönliche, nichtkommerzielle Zwecke verwenden.
- + *Keine automatisierten Abfragen* Senden Sie keine automatisierten Abfragen irgendwelcher Art an das Google-System. Wenn Sie Recherchen über maschinelle Übersetzung, optische Zeichenerkennung oder andere Bereiche durchführen, in denen der Zugang zu Text in großen Mengen nützlich ist, wenden Sie sich bitte an uns. Wir fördern die Nutzung des öffentlich zugänglichen Materials für diese Zwecke und können Ihnen unter Umständen helfen.
- + *Beibehaltung von Google-Markenelementen* Das "Wasserzeichen" von Google, das Sie in jeder Datei finden, ist wichtig zur Information über dieses Projekt und hilft den Anwendern weiteres Material über Google Buchsuche zu finden. Bitte entfernen Sie das Wasserzeichen nicht.
- + *Bewegen Sie sich innerhalb der Legalität* Unabhängig von Ihrem Verwendungszweck müssen Sie sich Ihrer Verantwortung bewusst sein, sicherzustellen, dass Ihre Nutzung legal ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass ein Buch, das nach unserem Dafürhalten für Nutzer in den USA öffentlich zugänglich ist, auch für Nutzer in anderen Ländern öffentlich zugänglich ist. Ob ein Buch noch dem Urheberrecht unterliegt, ist von Land zu Land verschieden. Wir können keine Beratung leisten, ob eine bestimmte Nutzung eines bestimmten Buches gesetzlich zulässig ist. Gehen Sie nicht davon aus, dass das Erscheinen eines Buchs in Google Buchsuche bedeutet, dass es in jeder Form und überall auf der Welt verwendet werden kann. Eine Urheberrechtsverletzung kann schwerwiegende Folgen haben.

## Über Google Buchsuche

Das Ziel von Google besteht darin, die weltweiten Informationen zu organisieren und allgemein nutzbar und zugänglich zu machen. Google Buchsuche hilft Lesern dabei, die Bücher dieser Welt zu entdecken, und unterstützt Autoren und Verleger dabei, neue Zielgruppen zu erreichen. Den gesamten Buchtext können Sie im Internet unter <http://books.google.com> durchsuchen.





UNIVERSITY OF ILLINOIS  
LIBRARY

Class

Book

Volume

621.363 Z442

Ja 09-20M

ALF88



THE  
LIBRARY OF THE  
UNIVERSITY OF CHICAGO

11.20

2 4 5 6 7 8  
1 2 3 4 5 6 7 8  
3 4 5 6 7 8 9

# **DRAHTLOSE TELEGRAPHIE.**





**LEITFADEN**  
**DER**  
**DRAHTLOSEN TELEGRAPHIE**

VON

**DR. J. ZENNECK,**

ORD. PROFESSOR DER PHYSIK AN DER TECHNISCHEN HOCHSCHULE IN BRAUNSCHWEIG.

MIT 332 TEXTABBILDUNGEN UND ZAHLREICHEN TABELLEN.



STUTTGART.  
VERLAG VON FERDINAND ENKE.  
1909.

621.363

Z442

Das Übersetzungsrecht für alle Sprachen und Länder  
vorbehalten.

Druck der Union Deutsche Verlagsgesellschaft in Stuttgart.



## Vorwort.

Das vorliegende Buch ist auf Anregung des Verlegers, Herrn Dr. Enke, entstanden. Es war ursprünglich als Auszug aus meinem größeren Buche „Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie“ (Stuttgart 1905) gedacht. Tatsächlich ist aus dem Buche etwas ganz anderes geworden: der zahlenmäßige Beweis dafür liegt in der Tatsache, daß von den 332 Figuren nur 79, d. h. ca. 24%, dem größeren Buche entnommen sind.

Seitdem ich das Buch begonnen habe (Winter 1905/6), haben sich die Verhältnisse in der drahtlosen Telegraphie vollkommen geändert. Daß zu den früher benützten Anordnungen neue hinzugekommen sind, würde verhältnismäßig wenig ausgemacht haben; aber die Gesichtspunkte für die Beurteilung der verschiedensten Fragen haben sich dadurch völlig verschoben. Dadurch wurden häufig Umarbeitungen ganzer Abschnitte nötig; das Buch würde sonst schon bei seinem Erscheinen veraltet gewesen sein. Was diese Umarbeitungen für den Verleger und für mich bedeuteten, brauche ich wohl nicht auszuführen.

Die mathematischen Voraussetzungen sind dieselben, wie in meinem größeren Buche: im Text ist nur Elementarmathematik — die Verwendung der Differential- und Integralrechnung würde keinen Vorteil geboten haben —, in den Zusätzen Kenntnis der theoretischen Elektrizitätslehre vorausgesetzt. Die physikalischen Voraussetzungen sind etwas höher als in dem größeren Buche: die Kenntnis der experimentellen Elektrizitätslehre und der bei den technischen Wechselströmen auftretenden Erscheinungen, also ungefähr das, was in den ersten vier Kapiteln meines größeren Buches besprochen ist, ist zum Verständnis des vorliegenden Leitfadens notwendig.

Die Literaturnachweise konnte ich etwas spärlicher halten: seit etwa einem Jahr bringt Herr Dr. G. Eichhorn im „Jahrbuch für drahtlose Telegraphie“ (Leipzig, Ambr. Barth) ausführliche Angaben der gesamten in Betracht kommenden Literatur.

Bei der technischen Ausführung der Apparate sind in erster Linie die deutschen Firmen (Gesellschaft für drahtlose Telegraphie und Amalgamated Radiotelegraph Co. bzw. C. Lorenz A.G.) berücksichtigt. Es lag mir fern, diese Firmen dadurch bevorzugen zu wollen. Allein der Umfang des Buches verbot eine gleichmäßige Beschreibung der Apparate aller Systeme und ich habe deshalb als Beispiele die Apparate derjenigen Firmen gewählt, die mir genaue Angaben und gute Abbildungen ihrer Apparate zur Verfügung stellten. Die Apparate der anderen Firmen sind außerdem in anderen Büchern eingehend besprochen: ich möchte zur Ergänzung die vorzüglichen Bücher von J. A. Fleming und besonders J. Erskine-Murray empfehlen.

Auch bei diesem Buche bin ich von verschiedenen Seiten in freundlicher Weise unterstützt worden. Allen denjenigen, die mir durch Überlassung von Zeichnungen und Photographien, durch Angaben über Stationen, Versuche und Erfahrungen die Arbeit erleichtert haben, vor allem der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie und der Amalgamated Radiotelegraph Co. bzw. C. Lorenz A.G., möchte ich auch an dieser Stelle meinen verbindlichsten Dank aussprechen.

Ganz besonderen Dank schulde ich Herrn Professor Dr. M. Wien (Danzig), der eine Korrektur gelesen und mich in liebenswürdigster Weise mit seinem Rat unterstützt hat, und Herrn Ingenieur W. Eickhoff, der den größten Teil der Zeichnungen für mich angefertigt hat. Zu großem Dank bin ich auch dem Verleger, Herrn Dr. Enke (Stuttgart), verpflichtet, der auf meine Wünsche stets in zuvorkommender Weise eingegangen ist, obwohl seine Geduld bei diesem Buche in besonders starker Weise beansprucht wurde.

Braunschweig,  
Physikalisches Institut der technischen Hochschule. Dezember 1908.

J. Zenneck.

# Inhaltsverzeichnis.

	Seite
<b>Kapitel I. Eigenschwingungen von Kondensatorkreisen.</b>	
§ 1. <i>Die Erregung der Eigenschwingungen.</i>	
1. Die Erregung der Eigenschwingungen durch Laden der Kondensatoren . . . . .	1
2. Erregung der Eigenschwingungen durch Stromunterbrechung . . .	3
3. Erregung der Eigenschwingungen durch Stromschluß . . . . .	4
§ 2. <i>Die Frequenz.</i>	
4. Experimentelle Bestimmung der Frequenz . . . . .	4
5. Berechnung der Frequenz (Thomson'sche Formel) . . . . .	5
6. Kondensatoren in Serien- und Parallelschaltung . . . . .	6
7. Die praktische Bedeutung der Thomson'schen Formel . . . . .	8
§ 3. <i>Die Dämpfung.</i>	
8. Der Energieumsatz bei den Schwingungen . . . . .	10
9. Die verschiedenen Dämpfungsursachen . . . . .	12
10. Dämpfung durch Joule'sche Wärme . . . . .	13
11. Funkendämpfung. Allgemeines . . . . .	15
12. Funkendämpfung. Methoden zur Bestimmung derselben . . . .	17
13. Funkendämpfung. Größe derselben . . . . .	18
14. Hinter einander geschaltete (sog. Mehrfach- oder Unterteilte) Funkenstrecken . . . . .	22
15. Energieverluste im Isolationsmaterial der Kondensatoren . . .	23
16. Energieverlust durch Sprühen . . . . .	24
17. Energieverlust durch Wirbelströme . . . . .	26
18. Verhältnis der einzelnen Energieverluste . . . . .	26
<b>Kapitel II. Offene Oszillatoren.</b>	
§ 1. <i>Der lineare Oszillator.</i>	
19. Grundschwingung und Oberschwingungen . . . . .	28
20. Strom- und Spannungsverteilung der Grundschwingung . . . .	29
21. Die Frequenz der Grundschwingung . . . . .	30
22. Das elektromagnetische Feld der Grundschwingung . . . . .	31
23. Die Dämpfung der Grundschwingung . . . . .	36



	Seite
24. Die Oberschwingungen des linearen Oszillators . . . . .	37
25. Spulen . . . . .	38
§ 2. <i>Allgemeine Beziehungen für offene Oszillatoren.</i>	
26. Strom- und Spannungsverteilung auf einem Draht . . . . .	40
27. Das elektromagnetische Feld in sehr großer Entfernung von einem Oszillator . . . . .	41
28. Die Strahlung eines Oszillators . . . . .	45
29. Wirksame Kapazität und wirksamer Selbstinduktionskoeffizient eines Oszillators . . . . .	47
§ 3. <i>Zusammengesetzte Oszillatoren.</i>	
30. Linearer Oszillator mit zwei gleichen Kapazitäten an den Enden (Hertz'scher Sender) . . . . .	48
31. Linearer Oszillator mit Kapazität an einem Ende . . . . .	49
32. Linearer Oszillator mit eingeschalteten Kondensatoren . . . . .	50
33. Lineare Oszillatoren mit eingeschalteten Spulen . . . . .	51
34. Linearer Oszillator mit eingeschalteten Spulen und Kondensatoren . . . . .	52
35. Geerdete Oszillatoren . . . . .	53
<b>Kapitel III. Der Wechselstromkreis hoher Frequenz.</b>	
§ 1. <i>Widerstand und Selbstinduktionskoeffizient.</i>	
36. Stromverteilung auf dem Querschnitt massiver Drähte . . . . .	55
37. Selbstinduktionskoeffizient . . . . .	56
38. Widerstand von geraden Drähten . . . . .	56
39. Widerstand von Spulen . . . . .	58
§ 2. <i>Strom und Spannung.</i>	
40. Beziehung zwischen Strom- und Spannungsamplitude . . . . .	58
41. Schlagweite und Spannung . . . . .	59
42. Isolation von Leitungen . . . . .	61
§ 3. <i>Strommessung.</i>	
43. Die Angaben von Hitzdrahtinstrumenten . . . . .	62
44. Technische Hitzdrahtinstrumente . . . . .	64
45. Hitzdraht-Luftthermometer . . . . .	65
46. Bolometer . . . . .	66
47. Thermoelement . . . . .	69
48. Thermogalvanometer . . . . .	70
49. Zusammenstellung der Empfindlichkeit verschiedener Meßinstrumente . . . . .	71
<b>Kapitel IV. Gekoppelte Systeme.</b>	
§ 1. <i>Allgemeines über Koppelung.</i>	
50. Magnetische, galvanische, elektrische Koppelung . . . . .	73
51. Lose und feste Koppelung . . . . .	77
§ 2. <i>Lose Koppelung gedämpft schwingender Oszillatoren.</i>	
52. Koppelung zwischen Oszillator und geschlossenem Stromkreis . . . . .	78
53. Extrem lose Koppelung zweier Oszillatoren . . . . .	79
54. Lose Koppelung zweier Oszillatoren . . . . .	81

	Seite
§ 3. <i>Feste Koppelung abgestimmter, gedämpft schwingender Systeme.</i>	
55. Die Form der Schwingung . . . . .	82
56. Die Frequenz der Schwingungen . . . . .	83
57. Die Dekremente der Schwingungen . . . . .	84
58. Amplitude und Phase der Schwingungen . . . . .	86
59. Koppelung stark gedämpfter Primärsysteme mit Funkenstrecke. Stoßerregung . . . . .	88
§ 4. <i>Die Koppelung ungedämpft schwingender Systeme.</i>	
60. Koppelung mit einem geschlossenen Stromkreis . . . . .	88
61. Lose Koppelung mit einem Oszillator . . . . .	89
62. Feste Koppelung mit einem Oszillator . . . . .	92
63. Unterschied zwischen gedämpften und ungedämpften Schwingungen	94

## Kapitel V. Resonanzkurven.

64. Allgemeine Beziehungen . . . . .	96
§ 1. <i>Messung der Frequenz (Wellenlänge) durch Resonanz.</i>	
65. Prinzip . . . . .	98
66. Das Meßinstrument im Meßkreis . . . . .	99
67. Meßkreis für Laboratoriumszwecke . . . . .	100
68. Die Eichung des Meßkreises . . . . .	102
69. Die technischen Frequenzmesser (Wellenmesser) . . . . .	106
70. Bestimmung von Kapazitäten und Selbstinduktionskoeffizienten durch Resonanz . . . . .	109
71. Spulen mit veränderlicher Selbstinduktion . . . . .	111
§ 2. <i>Bestimmung des Dekrements.</i>	
72. Bestimmung der Summe der Dekremente von Primär- und Sekun- därsystem . . . . .	112
73. Nicht normale Formen von Resonanzkurven . . . . .	115
74. Bestimmung der Dekremente von Primär- und Sekundärsystem .	117
75. Messung von kleinen Änderungen des Dekrements . . . . .	119
76. Allgemeines über Dämpfungsmessungen . . . . .	119
§ 3. <i>Verwendung der Resonanz zur Untersuchung von Kondensatoren.</i>	
77. Bestimmung des Frequenzfaktors . . . . .	122
78. Energieabsorption durch dielektrische Hysteresis . . . . .	123
79. Das Sprühen der Kondensatoren . . . . .	124
§ 4. <i>Verwendung von Resonanzkurven zur Untersuchung gekoppelter Systeme.</i>	
80. Ermittlung von Frequenz, Dekrement und Koppelungsgrad . .	127
81. Feste Koppelung abgestimmter Systeme. Stromeffect in einem dritten System . . . . .	131
82. Koppelung verstimmter Systeme. Stromeffect in einem dritten System . . . . .	134

**Kapitel VI. Die Antenne.**

	83. Allgemeines . . . . .	136
§ 1.	<i>Die verschiedenen Antennenarten.</i>	
	84. Die Form der Luftleiter . . . . .	136
	85. Verhältnis der verschiedenen Luftleiterformen . . . . .	141
	86. Die Wirkung von Spulen und Kondensatoren in Antennen . . . . .	143
§ 2.	<i>Die Erdung.</i>	
	87. Erdverbindung und Gegengewicht. Einfluß auf die Stromverteilung . . . . .	144
	88. Energieverbrauch durch die Erdströme . . . . .	146
§ 3.	<i>Die Dämpfung der Antennen.</i>	
	89. Die verschiedenen Dämpfungsursachen . . . . .	153
	90. Das Dekrement der verschiedenen Antennenformen . . . . .	155

**Kapitel VII. Sender für gedämpfte Schwingungen.**

	91. Erregung der Schwingungen . . . . .	156
§ 1.	<i>Die verschiedenen Senderanordnungen.</i>	
	92. Beschaffenheit der Schwingungen . . . . .	156
	93. Der einfache (Marconi-) Sender . . . . .	157
	94. Der gekoppelte (Braun'sche) Sender. Art der Koppelung . . . . .	159
	95. Gekoppelter Sender für Antennen mit starker Dämpfung. Sehr lose Koppelung . . . . .	161
	96. Gekoppelte Sender für Antennen mit starker Dämpfung. Feste Koppelung . . . . .	162
	97. Gekoppelte Sender für Antennen mit geringer Dämpfung . . . . .	164
	98. Unterschied des gekoppelten (Braun'schen) und des einfachen (Marconi-) Senders . . . . .	165
	99. Der Wirkungsgrad eines gekoppelten (Braun'schen) Senders . . . . .	167
§ 2.	<i>Die technische Ausführung der Sender.</i>	
	100. Ladung der Kondensatoren oder Antennen . . . . .	169
	101. Taster . . . . .	174
	102. Der Kondensatorkreis (Erregerkreis) . . . . .	176

**Kapitel VIII. Sender für Stoßerregung und ungedämpfte Schwingungen.**

§ 1.	<i>Sender für Stoßerregung (Wien'scher Sender).</i>	
	103. Allgemeines . . . . .	180
	104. Stoßkreis mit Quecksilberlampe . . . . .	182
	105. Stoßkreis mit Funkenstrecke aus festen Metallen. Allgemeines . . . . .	183
	106. Stoßkreis mit Funkenstrecke aus festen Metallen. Verschiedene Anordnungen . . . . .	184
§ 2.	<i>Die Sender für ungedämpfte Schwingungen.</i>	
	107. Die verschiedenen Anordnungen . . . . .	186
	108. Die technische Ausführung der Poulsen-Generatoren . . . . .	188
	109. Die Anordnung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie . . . . .	193



	Seite
110. Vorrichtungen zum Geben . . . . .	195
111. Marconi's Sender für ungedämpfte Schwingungen . . . . .	197
112. Sender für drahtlose Telephonie . . . . .	199
<i>§ 3. Die Vorgänge bei der Lichtbogenmethode.</i>	
113. Die Charakteristik des Lichtbogens . . . . .	203
114. Die Schwingungen I. Art: $J_{10} < J_0$ . . . . .	206
115. Die Schwingungen II. Art: $J_{10} > J_0$ ; keine Rückzündung vorhanden . . . . .	208
116. Schwingungen III. Art: $J_{10} > J_0$ ; Rückzündung vorhanden . . . . .	212
117. Energieverhältnisse . . . . .	213
117a. Die Frequenz der Schwingungen . . . . .	214
118. Praktische Folgerungen für die Schwingungen II. Art (Ungedämpfte Schwingungen) . . . . .	215
119. Folgerungen für die Schwingungen III. Art (Stoßerregung) . . . . .	217
<b>Kapitel IX. Die Ausbreitung der Wellen längs der Erdoberfläche.</b>	
<i>§ 1. Die Wellen über ebenem bezw. kugelförmigem homogenem Boden.</i>	
120. Die Wellen über Boden von sehr gutem Leitvermögen . . . . .	219
121. Die Wellen über Boden von sehr schlechtem Leitvermögen . . . . .	222
122. Versuche über die Ausbreitung der Wellen . . . . .	227
<i>§ 2. Wellen über unebenem oder inhomogenem Boden.</i>	
123. Unebenheiten der Erdoberfläche . . . . .	228
124. Regen und Grundwasser . . . . .	230
125. Verteilung von Wasser und Land . . . . .	233
<i>§ 3. Abhängigkeit der Wellen von atmosphärischen und anderen Einflüssen.</i>	
126. Wirkung des Zustands der Atmosphäre . . . . .	234
127. Wirkung des Tageslichts . . . . .	235
128. Wirkung des Nebels . . . . .	236
129. Einfluß der Erdung des Senders auf die Fortpflanzung der Wellen . . . . .	236
130. Der Sicherheitskoeffizient . . . . .	237

## Kapitel X. Die Wellenanzeiger.

<i>§ 1. Thermische Wellenanzeiger.</i>	
131. Die thermischen Wellenanzeiger für Messungen . . . . .	238
132. Bedeutung der thermischen Wellenanzeiger . . . . .	339
133. Thermodetektoren . . . . .	239
<i>§ 2. Magnetische Wellenanzeiger.</i>	
134. Physikalische Grundlage . . . . .	240
135. Marconi's magnetischer Detektor . . . . .	241
136. Andere Formen von magnetischen Wellenanzeigern . . . . .	242
<i>§ 3. Unvollkommene Kontakte.</i>	
137. Kohärer mit Metallkörnern . . . . .	243
138. Quecksilberkohärer . . . . .	245
139. Kohle- oder Graphitkohärer. (Mikrophonkontakt) . . . . .	246

	Seite
§ 4. <i>Elektrolytische und andere Wellenanzeiger.</i>	
140. Der Wellenanzeiger von De Forest . . . . .	247
141. Der elektrolytische Detektor von Ferrie, Schloemilch, Fessenden . . . . .	248
142. Evakuierte Röhren mit glühender Kathode . . . . .	249
143. Psilomelan-, Bleisuperoxyd-Wellenanzeiger . . . . .	251
§ 5. <i>Allgemeines über Wellenanzeiger.</i>	
144. Die Wirkungsweise verschiedener Wellenanzeiger . . . . .	251
145. Worauf reagieren die verschiedenen Wellenanzeiger? . . . .	253
§ 6. <i>Apparate zur Aufnahme der Telegramme.</i>	
146. Telephonische Aufnahme . . . . .	254
147. Automatische Registrierung der Telegramme . . . . .	256
148. Aufnahmeapparat für den Metallkörner-Kohärer . . . . .	261
149. Der Anruf . . . . .	263
150. Schutz der Wellenanzeiger gegen die Wirkungen der Hilfsapparate	263
151. Vergleich der verschiedenen Arten von Wellenanzeigern . . .	264

## Kapitel XI. Empfänger.

152. Die Luftleiter in Empfangsstationen . . . . .	270
§ 1. <i>Der ursprüngliche Marconi-Empfänger.</i>	
153. Die erste Anordnung . . . . .	272
154. Der Marconi'sche Transformator . . . . .	272
§ 2. <i>Empfänger für abgestimmte Telegraphie mit gedämpften Schwingungen.</i>	
155. Die verschiedenen praktisch gebrauchten Anordnungen . . .	275
156. Abstimmung des Empfängers bei fester Koppelung des Senders	280
157. Spezielle Schaltung für elektrolytische Wellenanzeiger . . .	282
158. Empfänger für zwei verschiedene Wellenanzeiger . . . . .	283
159. Die Abstimmsschärfe . . . . .	286
160. Anordnung von R. A. Fessenden zur Geheimhaltung der Telegramme . . . . .	289
161. Mehrfach-Telegraphie . . . . .	291
162. Mittel gegen atmosphärische Störungen . . . . .	293
163. Erfolge der abgestimmten Telegraphie . . . . .	294
164. Mittel für eine Geheimhaltung der Telegramme . . . . .	297
§ 3. <i>Empfänger für ungedämpfte Schwingungen und Stoßerregung.</i>	
165. Die verschiedenen Anordnungen . . . . .	298
166. Die Bedeutung des Unterbrechers für die telephonische Aufnahme	300
167. Die Vorgänge im Empfänger mit Unterbrecher und Wellenanzeiger . . . . .	302
168. Die Tikkeranordnungen . . . . .	303
169. Die praktischen Erfolge . . . . .	303
170. Empfänger für drahtlose Telephonie . . . . .	304

**Kapitel XII. Gerichtete Telegraphie.****§ 1. Sender für gerichtete Telegraphie.**

171. Die Charakteristik der Fernwirkung . . . . .	308
172. Verwendung von Spiegeln . . . . .	310
173. Abschirmversuche . . . . .	310
174. Doppelantenne im Abstand einer halben Wellenlänge . . . . .	312
175. Mehrere Antennen mit phasenverschobenen Schwingungen . . . . .	313
176. Horizontaler Sender Marconi's . . . . .	317
177. Die gerichteten Sender von G. Bellini und A. Tosi . . . . .	318
178. Die Wirkungsweise der Sender für gerichtete Telegraphie . . . . .	319

**§ 2. Empfänger für gerichtete Telegraphie.**

179. Doppelantennen im Abstand einer halben Wellenlänge . . . . .	323
180. Schiefe Antennen . . . . .	324
181. Schleifenantennen . . . . .	325
182. Horizontale Antennen . . . . .	325
183. Die Vorteile der gerichteten Telegraphie . . . . .	328

Schluß. *Die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie in den Jahren 1905—08.*

**Tabellen.**

I. Die Frequenz von Kondensatorkreisen . . . . .	338
II. Die Wellenlänge „ „ . . . . .	340
III. Frequenz und Wellenlänge . . . . .	342
IV. Schwingungskurven für verschiedene Dekremente . . . . .	343
V. Die Funken-(Lichtbogen)-Konstanten . . . . .	346
VI. Formeln für die Berechnung von Selbstinduktionskoeffizienten . . . . .	347
VII. Effektiver Widerstand von Kupferdrähten . . . . .	350
VIII. Maximaldurchmesser von Widerstandsdrähten . . . . .	352
IX. Schlagweite und Entladungsspannung . . . . .	353
X. Tabelle zur Berechnung des Koppelungsgrads . . . . .	355
XI. Tabelle zur Berechnung des Dekrements aus Resonanzkurven . . . . .	357

**Literaturnachweis und theoretische Ergänzungen . . . . .** 359

**Nachtrag . . . . .** 373

**Namen- und Sachregister . . . . .** 375

## Bezeichnungen und Abkürzungen.

Im folgenden gelten, wenn es nicht ausdrücklich anders angegeben ist, die folgenden Bezeichnungen:

- E** bzw. **M** = el. bzw. mag. Feldstärke  
**S** = elektromotorische Kraft = EMK  
 $\mu$  = Permeabilität  
 $\epsilon$  = Dielektrizitätskonstante  
 $\epsilon_0$  = Dielektrizitätskonstante der Luft  
 $k = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$   
**M.F.** = Mikrofarad  
 $\Sigma$  = Strahlung  
**W** = Energie  
 $W_e$  = Energie des el. Felds  
 $W_m$  = Energie des mag. Felds  
 $\mathcal{U}$  = Spannung  
 $\mathcal{U}_z$  = Zündspannung  
**J** = Strom (in den Figuren vielfach mit *i* bezeichnet)  
**R** = Widerstand  
**L** = Selbstinduktionskoeffizient  
**C** = Kapazität  
 $L_{12}$  bzw.  $L_{21}$  = wechselseitiger Induktionskoeffizient  
 $\mathcal{R}$  = Widerstand  
 $\mathcal{L}$  = Selbstinduktionskoeffizient  
 $\mathcal{C}$  = Kapazität  
 $\mathcal{L}_{12}$  bzw.  $\mathcal{L}_{21}$  = wechselseitiger Induktionskoeffizient  
 $R_f$  = Funkenwiderstand  
**K** = Koppelungskoeffizient  
**K'** = Koppelungsgrad  
**T** = Periode  
**N** = Frequenz = Periodenzahl = Anzahl ganzer Perioden pro Sekunde  
**n** = Wechselzahl  
 $\omega = 2\pi N = \frac{2\pi}{T} = \pi u$   
 $\lambda$  = Wellenlänge  
**c** = Fortpflanzungsgeschwindigkeit  
 $\zeta$  = Entladungszahl = Anzahl Entladungen pro Sekunde  
 $\hat{\gamma}$  = Dämpfungsfaktor  
 $\delta$  = (logarithmisches) Dekrement  
 $\delta_i$  = Joule'sches Dekrement  
 $\delta_h$  = Hysteresisdekrement  
 $\delta_\Sigma$  = Strahlungsdekrement  
 $\delta_f$  = Funkendekrement  
 $\alpha$  = Absorptionskoeffizient  
**a, b** = Funkenkonstanten  
**e** = Basis der natürlichen Logarithmen  
 $\propto$  = proportional  
 $\ll$  viel kleiner als  
 $\gg$  viel größer als  
**EMS** = J. Zenneck, Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie. Stuttgart 1905  
**ETZ** = Elektrotechnische Zeitschrift  
**Jahrb.** = Jahrbuch für drahtlose Telegraphie. Leipzig Joh. Ambr. Barth.

Die fetten Zahlen in eckigen Klammern (z. B. [21]) beziehen sich auf die Nummern des Textes, die kleinen Zahlen (z. B. <sup>92</sup>) auf die Nummern der Ergänzungen am Schluß des Buches.

## Kapitel I.

# Eigenschwingungen von Kondensatorkreisen<sup>1)</sup>.

### § 1. Die Erregung der Eigenschwingungen.

#### 1. Die Erregung der Eigenschwingungen durch Laden der Kondensatoren.

Die einfachste Form eines Kondensatorkreises ist diejenige von Fig. 1: ein Kondensator C, ein Draht AFB, die „Strombahn“, der die beiden Belegungen A und B des Kondensators leitend verbindet.

a. Ein solcher Kondensatorkreis werde an einer Stelle, z. B. F, unterbrochen und die beiden Teile an die Pole einer Influenzmaschine, eines Funkeninduktors oder eines Wechselstromtransformators ange-

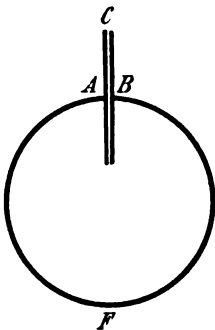


Fig. 1.

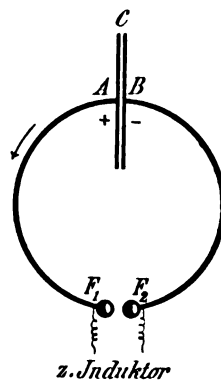


Fig. 2.

schlossen (Fig. 2). Wird dann die Influenzmaschine oder der Funkeninduktor in Betrieb gesetzt, so wird der Kondensator geladen: es wird der einen Belegung, z. B. A, eine gewisse positive, der anderen, B, eine ebenso große negative Elektrizitätsmenge zugeführt. Dadurch entsteht nicht nur zwischen den beiden Belegungen A und B, sondern

auch zwischen den beiden Polen  $F_1$  und  $F_2$  der Unterbrechungsstelle ein elektrisches Feld und damit eine elektrische Spannung. Steigert man die Ladung des Kondensators und damit die Spannung zwischen den Punkten  $F_1$  und  $F_2$  immer weiter, so geht schließlich zwischen den Punkten  $F_1$  und  $F_2$  ein „Funke“ über und der Zwischenraum  $F_1 F_2$ , die „*Funkenstrecke*“, wird leitend.

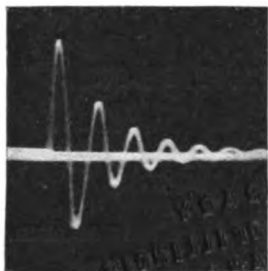


Fig. 3.

b. Die Spannung, die zwischen den beiden Belegungen A und B besteht, hat jetzt einen elektrischen Strom zur Folge, dessen Richtung diejenige des Pfeils von Fig. 2, von der positiv geladenen Belegung zur negativen, ist. Das gilt indes nur für den Anfang. Tatsächlich ist der Strom, falls der Widerstand der Strombahn nicht extrem groß ist, ein Wechselstrom von der Art, wie ihn die „*Stromkurve*“ Fig. 3\*) darstellt: in derselben sind die Abszissen der Zeit, die Ordinaten dem Strom proportional, der zur betreffenden Zeit herrscht.

Der Wechselstrom unterscheidet sich in einem Punkte wesentlich von den Wechselströmen, die in der Technik gebraucht und durch Wechselstrommaschinen erzeugt werden: seine Amplitude nimmt allmählich ab. Man bezeichnet einen solchen Wechselstrom als „*gedämpften*“, im Gegensatz dazu einen Wechselstrom mit gleichbleibender Amplitude als „*ungedämpften*“.

c. Da jeder Strom ein magnetisches Feld hervorruft, dessen Feldstärke jedenfalls in der Nähe der Strombahn dem Strom proportional ist, so besitzt das magnetische Feld einen zeitlichen Verlauf derselben Art wie der Strom: es ist ein „*gedämpftes magnetisches Wechselfeld*“.

Auf der anderen Seite muß der Strom während der Zeit, in welcher er die Stromrichtung von Fig. 2 besitzt, der Belegung A des Kondensators positive Ladung entziehen, der Belegung B zuführen. Während der Strom entgegengesetztes Vorzeichen besitzt, ist seine Wirkung auf die Belegungen auch gerade entgegengesetzt. Die Folge ist, daß auch die Ladung des Kondensators oszillatorisch und das elektrische Feld zwischen den Belegungen ein „*elektrisches Wechselfeld*“, und zwar ein gedämpftes, wird.

d. Die ganze Erscheinung, Wechselstrom mit dem dadurch be-

\*) Photographie mit Hilfe der Braun'schen Kathodenstrahlröhre.



dingten elektrischen und magnetischen Wechselfeld, nennt man eine „elektromagnetische Schwingung“.

Schwingungen, die, wie hier, ohne Einwirkung anderer Schwingungen in einem Kondensatorkreis entstehen können, werden als dessen „Eigenschwingungen“ bezeichnet.

## 2. Erregung der Eigenschwingungen durch Stromunterbrechung.

a. Bei der Anordnung von Fig. 2 wird zuerst das elektrische Feld zwischen den Kondensatorbelegungen hergestellt; beim Zusammen-

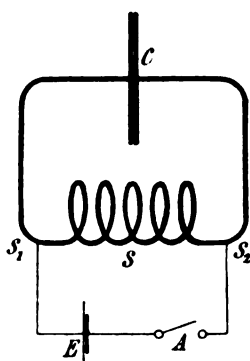


Fig. 4.

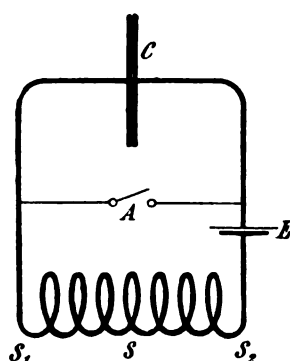


Fig. 5.

fallen dieses elektrischen Felds treten die Eigenschwingungen auf. Man kann ebenso gut zuerst das magnetische Feld erregen und dann den Kondensatorkreis sich selbst überlassen: der Abfall des magnetischen Felds erfolgt dann in Schwingungen derselben Art, wie der Abfall des elektrischen Felds bei der in 1 beschriebenen Erregungsweise.

b. Eine dafür geeignete Anordnung ist in Fig. 4 gezeichnet, der Kondensatorkreis stark ausgezogen. E bedeutet eine Gleichstromquelle, z. B. einen Akkumulator. Solange der Ausschalter A geschlossen ist, ist in der Spule  $S_1S_2$  ein magnetisches Feld vorhanden. Öffnet man den Schalter, so wird durch den Abfall des magnetischen Felds im ersten Moment ein Strom induziert, der zur Ladung des Kondensators C und im weiteren Verlauf zu den Eigenschwingungen des Kondensatorkreises führt.

Nur unwesentlich verschieden von der Schaltung Fig. 4 ist diejenige von Fig. 5, die bei Funkeninduktoren seit langem im Gebrauch ist: der Unterschied gegenüber der Schaltung von Fig. 4 ist

nur der, daß die Gleichstromquelle  $E$  sich während der Schwingungen im Kondensatorkreis befindet.

### 3. Erregung der Eigenschwingungen durch Stromschluß<sup>2)</sup>.

Besonders einfach ist die Anordnung von Fig. 6: Wenn der Ausschalter  $A$  geschlossen wird, lädt sich der Kondensator bis zur

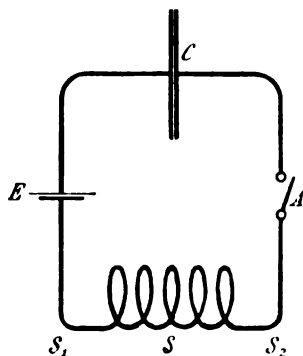


Fig. 6.

Spannung der Gleichstromquelle  $E$  auf. Der Ladestrom besitzt auch hier die Form einer gedämpften Eigenschwingung des Kondensatorkreises<sup>\*)</sup>.

## § 2. Die Frequenz.

### 4. Experimentelle Bestimmung der Frequenz.

Auch bei solchen Kondensatorkreisen, deren Eigenschwingungen zu rasch verlaufen, als daß eine photographische Aufnahme der Stromkurve mit Hilfe der Braun'schen Röhre (vgl. Fig. 3) oder eines Oszillographen möglich wäre, kann die Frequenz der Schwingung mit Hilfe eines rotierenden Spiegels — Methode von Feddersen — direkt bestimmt werden, wenn der Kondensatorkreis eine Funkenstrecke enthält<sup>\*)</sup>.

Betrachtet man in einem Spiegel, der um eine horizontale Achse rotiert — z. B. auf der Achse eines kleinen Elektromotors<sup>3)</sup> befestigt ist —, die horizontal gestellte Funkenstrecke eines Kondensatorkreises, so erscheint während einer Entladung des Kondensatorkreises ein Bild von der Form von Fig. 7. In denjenigen Zeiten, in denen der

<sup>\*)</sup> Im folgenden ist, wenn es nicht ausdrücklich anders angegeben ist, die Erregungsart 1 vorausgesetzt.

Strom, der durch die Funkenstrecke hindurchgeht, im Maximum ist, ist auch die Funkenbahn am hellsten. Sie ist sehr dunkel zu denjenigen Zeiten, in denen der Strom nur sehr geringe Intensität besitzt. Die Helligkeit der Funkenbahn muß also ebenso wie der Strom periodisch zu- und abnehmen. Im rotierenden Spiegel, in welchem das Bild, das die Funkenbahn zu verschiedenen Zeiten bietet, an verschiedenen Stellen erscheint, erhält man also eine Reihe von abwechselnd hellen und dunklen Streifen.

Der Abstand zweier aufeinander folgender heller Streifen entspricht der Zeit einer halben Periode der Schwingung. Photographiert man das Bild im rotierenden Spiegel und bestimmt man aus der Tourenzahl des Spiegels und den Dimensionen der Anordnung die Geschwindigkeit, mit der das Bild der Funkenstrecke sich auf der photographischen Platte bewegt, so läßt sich aus dem Abstand zweier oder mehrerer heller Streifen die Zeit einer Periode und damit die Frequenz der Schwingung ermitteln.

Eine bequemere indirekte Methode zur Bestimmung der Frequenz wird später [65 ff.] besprochen werden.

## 5. Berechnung der Frequenz (Thomson'sche Formel).

a. Aus der theoretischen Behandlung der Eigenschwingungen von Kondensatorkreisen hat Lord Kelvin (Sir William Thomson) für die Wechselzahl  $n$  bzw. die Periodenzahl oder Frequenz  $N$  die Beziehung abgeleitet:

$$\left. \begin{aligned} n &= \frac{1}{\pi \sqrt{\mathfrak{L} \mathfrak{C}}} *) \\ N &= \frac{1}{2\pi \sqrt{\mathfrak{L} \mathfrak{C}}} \text{ (Tab. I)} \end{aligned} \right\} \omega = \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{L} \mathfrak{C}}}$$

Darin bezeichnet  $\mathfrak{L}$  den Selbstinduktionskoeffizienten



Fig. 7.

\*) Die Beziehung gilt für den praktisch allein in Betracht kommenden Fall, daß die Dämpfung nicht extrem groß ist (d. h.  $b \ll 2\pi$ ). Sie liefert für die Wellenlänge [21] der Schwingung  $\lambda = 6\pi \sqrt{\mathfrak{L} \mathfrak{C}} \cdot 10^{10} \text{ cm}^4$ .

der Strombahn und  $\mathfrak{C}$  die Kapazität des Kondensators. Entsprechend gilt für die Periode  $T$  der Schwingung.

$$T = \frac{1}{N} = \frac{2}{n} = 2\pi \sqrt{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}.$$

Für einen Kondensatorkreis von bestimmter Frequenz ist also vorgegeben das Produkt von Kapazität und Selbstinduktion.

b. Soll die Formel die Frequenz pro Sekunde geben, so sind  $\mathfrak{L}$  und  $\mathfrak{C}$  in demselben absoluten Maßsystem auszudrücken. Allgemein in der Technik üblich ist bekanntlich das absolute magnetische Maßsystem, das sog. C.G.S.-System = Zentimeter-, Gramm-, Sekunden-system.

Die gebräuchliche praktische Einheit der Kapazität, das Mikrofarad (MF.), ist der  $10^{15}$ . Teil der C.G.S.-Einheit. Eine Leidener Flasche mittlerer Größe hat meist eine Kapazität, die einige Tausendstel MF. beträgt.

Die in der Elektrotechnik übliche praktische Einheit für den Selbstinduktionskoeffizienten, ein Henry, ist  $= 10^9$  C.G.S.-Einheiten. In der drahtlosen Telegraphie ist es meist bequemer, den Selbstinduktionskoeffizienten in C.G.S.-Einheiten, nicht in Henry auszudrücken, da die Selbstinduktionskoeffizienten der Strombahnen, die in der drahtlosen Telegraphie zur Verwendung kommen, im allgemeinen weit unter 1 Henry liegen\*).

## 6. Kondensatoren in Serien- und Parallelschaltung.

Unter „resultierender Kapazität“ soll im folgenden derjenige Wert der Kapazität verstanden werden, der, in die Thomson'sche Formel eingesetzt, die richtige Frequenz liefert.

a. Wo es sich um große Kapazitäten handelt, ist es notwendig, mehrere Kondensatoren „parallel“ „nebeneinander“ (Fig. 8) zu schalten.

Bezeichnen  $\mathfrak{C}_1$  und  $\mathfrak{C}_2$  die Kapazitäten der beiden Kondensatoren von Fig. 8, so ist die resultierende Kapazität  $\mathfrak{C}$  der parallel geschalteten Flaschen = der Summe ihrer Kapazitäten, d. h.

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2.$$

\*) Für die Wellenlänge gilt:

$$\begin{aligned} \lambda &= 6\pi \sqrt{10} \cdot \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_{\text{C.G.S.}}}{\mathfrak{C}_{\text{MF.}}}} \quad \text{Meter} \\ &= 59.61 \cdot \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_{\text{C.G.S.}}}{\mathfrak{C}_{\text{MF.}}}} \quad \text{Meter (Tab. II)} \end{aligned}$$

Sind  $m$  gleiche Kondensatoren, jeder von der Kapazität  $\mathfrak{C}_1$ , parallel geschaltet, so ist die resultierende Kapazität  $\mathfrak{C} = m \cdot \mathfrak{C}_1$ .

b. Für manche Zwecke ist es günstig, mehrere, z. B. 2, Kon-

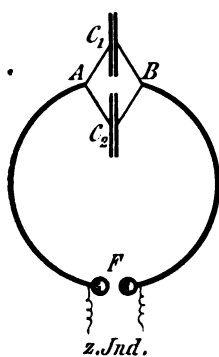


Fig. 8.

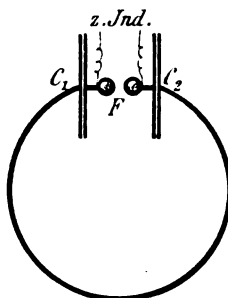


Fig. 9.

densatoren „in Serie“, „hintereinander“, „in Reihe“ zu schalten (Fig. 9). In diesem Fall gilt für die resultierende Kapazität

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1} + \frac{1}{\mathfrak{C}_2},$$

bei zwei gleichen Kondensatoren, jeder von der Kapazität  $\mathfrak{C}_1$ ,

$$\mathfrak{C} = \frac{1}{2} \mathfrak{C}_1.$$

Ist die Kapazität  $\mathfrak{C}_1$  eines der Kondensatoren sehr viel größer als diejenige  $\mathfrak{C}_2$  des anderen, so wird annähernd die resultierende Kapazität

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_2,$$

d. h. die Frequenz ist merklich durch die Kapazität des kleinen Kondensators bestimmt.

c. Praktisch wichtige Fälle stellen Fig. 10 und 11 dar: die Kombination von Serien- und Parallelschaltung. Für die resultierende Kapazität gilt hier, wie aus dem vorhergehenden leicht abzuleiten ist,

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2} + \frac{1}{\mathfrak{C}_3 + \mathfrak{C}_4},$$

bezw.

$$\frac{1}{\mathfrak{C}} = \frac{1}{\mathfrak{C}_1 + \mathfrak{C}_2 + \mathfrak{C}_3} + \frac{1}{\mathfrak{C}_4 + \mathfrak{C}_5 + \mathfrak{C}_6} + \frac{1}{\mathfrak{C}_7 + \mathfrak{C}_8 + \mathfrak{C}_9}.$$

Wenn alle Kondensatoren gleiche Kapazität  $\mathfrak{C}_1$  besitzen, so wird

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{C}_1;$$

die resultierende Kapazität der 4 bzw. 9 Kondensatoren ist gleich derjenigen eines einzigen in der einfachen Schaltung von Fig. 1.

d. Bezüglich der resultierenden Kapazität sind also die Schaltungen von Fig. 10, 11 und 1 bei gleicher Kapazität der einzelnen Kondensatoren nicht verschieden. Der Unterschied und damit einer der Vorteile der kombinierten Serien- und Parallelschaltung vor der einfachen Schaltung liegt in der geringeren Belastung

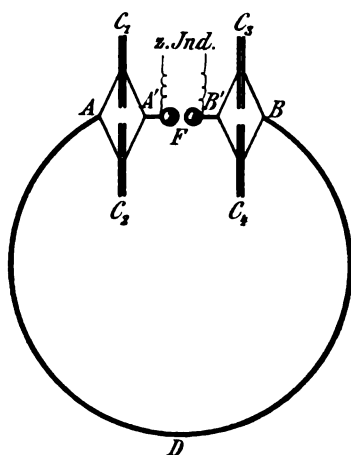


Fig. 10.

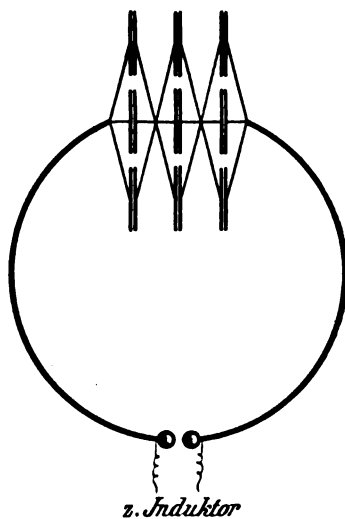


Fig. 11.

der einzelnen Kondensatoren. Bei der einfachen Schaltung Fig. 1 ist die Spannung zwischen den Belegungen des Kondensators = der Spannung zwischen der Funkenstrecke, bei der Schaltung Fig. 10 beträgt sie nur die Hälfte, bei derjenigen von Fig. 11 nur ein Drittel dieses Wertes.

## 7. Die praktische Bedeutung der Thomson'schen Formel.

Die Thomson'sche Formel bietet ein sehr einfaches Mittel für Überslagsrechnungen, sei es, daß ein ungefährender Wert der Frequenz oder umgekehrt einer für eine bestimmte Frequenz nötigen Kapazität abgeleitet werden soll. In den meisten Fällen ist es aber nicht möglich, die Frequenzen von Kondensatorkreisen, wie sie in der Praxis gebraucht werden, mit einer für die praktischen Zwecke genügenden Genauigkeit zu berechnen. Der Grund liegt nicht in einer Ungenauigkeit der Thomson'schen Formel, sondern



darin, daß der Wert der Kapazität und des Selbstinduktionskoeffizienten meist nicht genau bekannt ist.

a. Die Kapazität  $\mathcal{C}$  — ebenso wie der Selbstinduktionskoeffizient  $\mathcal{L}$  — in der Thomson'schen Formel ist diejenige Kapazität, welche der Kondensator bei der betreffenden Schwingung, d. h. bei der Frequenz, die erst berechnet werden soll, besitzt.

Bei Luftkondensatoren ist diese Kapazität  $\mathcal{C}$  im Gebiet der drahtlosen Telegraphie nicht merklich verschieden von derjenigen Kapazität  $C$ , welche der Kondensator bei statischer Ladung besitzt. Diese kann durch Messung oder Berechnung aus den Dimensionen leicht mit genügender Genauigkeit ermittelt werden. Bei den Kondensatoren dagegen, deren Belegungen durch einen festen Isolator voneinander getrennt sind, kann die Kapazität sehr stark von der Frequenz abhängen. Man bezeichnet das Verhältnis der Kapazität  $\mathcal{C}$  eines Kondensators bei Schwingungen zu derjenigen ( $C$ ) bei statischer Ladung als „*Frequenzfaktor*“. Derselbe kann bei Glimmer und Micanit 0,7—0,8 betragen, auch bei manchen Glassorten unterscheidet er sich beträchtlich von 1, während er bei anderen Glassorten, z. B. manchen Arten von Flintglas\*), auch manchen Ölen nicht merklich von 1 verschieden ist.

b. Daß in die Thomson'sche Formel der Selbstinduktionskoeffizient für die betreffende Frequenz eingeht, ist schon bedenklich, da der Selbstinduktionskoeffizient z. B. von Spulen ziemlich verschieden von demjenigen für Gleichstrom sein kann [37]. Schwierigkeit verursacht aber auch noch der Umstand, daß  $\mathcal{L}$  den Selbstinduktionskoeffizienten der ganzen Strombahn bedeutet.

Nun verläuft die Strömung z. B. in dem Falle von Fig. 8 nicht nur in der Strombahn AFB, sondern zum Teil auch in den Kondensatorbelegungen und besonders in den Zuleitungen ( $AC_1$ ,  $BC_1$ ,  $AC_2$ ,  $BC_2$ , Fig. 7) zu denselben. Wo in die Strombahn Spulen mit mehreren Windungen eingeschaltet sind, ist das unbedenklich. Denn der Beitrag, den die Spulen zum Selbstinduktionskoeffizienten liefern, überwiegt denjenigen der Zuleitungen so sehr, daß man keine große Ungenauigkeit begeht, wenn man nur den ersteren in Betracht zieht. Allein in sehr vielen Fällen ist es von größter Wichtigkeit, den Selbstinduktionskoeffizienten  $\mathcal{L}$  und damit auch denjenigen von AFB (Fig. 8) möglichst klein zu machen. Man verwendet in diesem Fall allgemein als Strombahn AFB einen einzigen oder mehrere parallel

\*) Z. B. der Firma Schott & Genossen, Jena und der Firma Molineaux, Webb & Co., Manchester, Ancoats, Kirby Street.

geschaltete Drahtkreise. In diesem Fall kann, insbesondere dann, wenn eine große Anzahl von Kondensatoren verwendet wird, der gesamte Selbstinduktionskoeffizient vielmal größer sein, als der aus den Dimensionen der Strombahn AFB berechnete.

### § 3. Die Dämpfung.

#### 8. Der Energieumsatz bei den Schwingungen.

a. Solange der Strom  $J$  die Richtung des Pfeils von Fig. 2 hat, strömt positive Elektrizität aus der Kondensatorbelegung A weg, die

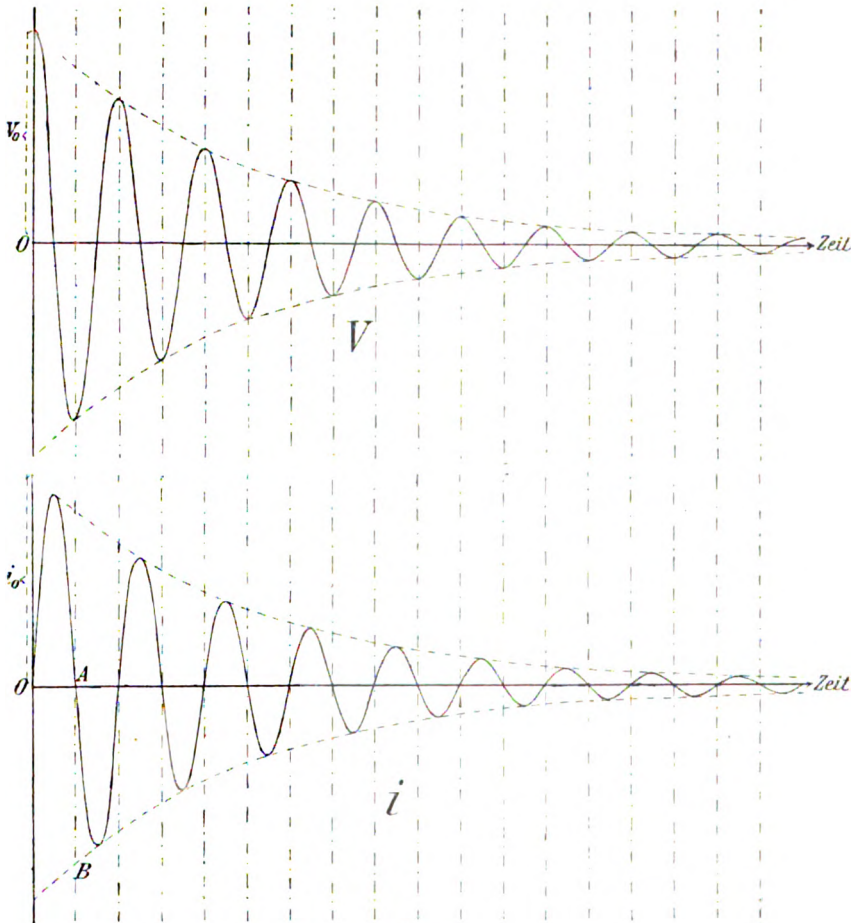


Fig. 12.

positive Ladung  $+e$  dieser Belegung ist also im Abnehmen begriffen. Sie nimmt zu, solange der Strom die entgegengesetzte Richtung hat.

Was für die Ladung  $e$  gilt, gilt ebenso für die Spannung  $\mathscr{U}$  zwischen den Kondensatorbelegungen; beide sind bekanntlich durch die Beziehung verknüpft

$$e = \mathcal{C} \mathscr{U}.$$

Konstruiert man sich also Kurven für  $\mathscr{U}$  und  $J$ , indem man die Abszissen der Zeit, die Ordinaten der Spannung  $\mathscr{U}$ , bzw. dem Strom  $J$  proportional macht, so müssen die beiden Kurven zueinander in einem Verhältnis stehen, wie es in Fig. 12 dargestellt ist: die Spannung und der Strom\*) sind um nahezu  $90^\circ$  in der Phase gegeneinander verschoben.

b. Nun gilt bekanntlich für die Energie  $W_e$  des elektrischen Felds in einem geladenen Kondensator von der Kapazität  $\mathcal{C}$

$$W_e = \frac{1}{2} \mathcal{C} \mathscr{U}^2.$$

Ebenso ist die Energie  $W_m$  des magnetischen Felds eines Stromkreises vom Selbstinduktionskoeffizienten  $\mathcal{L}$

$$W_m = \frac{1}{2} \mathcal{L} J^2 \text{ )}.$$

Und die Gesamtenergie  $W$ , die das ganze Feld des Kondensatorkreises in irgend einem Moment besitzt, ist gleich der Summe der Energiemengen, welche im elektrischen und im magnetischen Feld enthalten sind, d. h.

$$W = W_e + W_m.$$

c. In Fig. 13 ist die elektrische Energie  $W_e$  (dünne ausgezogene Linie) und die magnetische Energie  $W_m$  (gestrichelte Linie), ebenso die Summe von beiden Energien, die Gesamtenergie  $W$  (stark ausgezogene Linie) eingetragen\*\*).

Im Anfang der Schwingung, solange ein merklicher Strom noch nicht vorhanden ist, ist

$$W = W_e,$$

die gesamte Energie des Kondensatorkreises besteht in der elektrischen Energie des geladenen Kondensators.

Nach einer Viertelperiode ist die Spannung Null (Fig. 12), der Strom gerade im Maximum. Jetzt ist

$$W = W_m,$$

die gesamte Energie des Kondensatorkreises = der Energie seines magnetischen Feldes.

\*) In Fig. 12 ff. mit  $i$  bezeichnet.

\*\*) Die auch in Fig. 13 eingetragene Stromkurve soll nur den Vergleich mit Fig. 12 erleichtern.

Nach einer weiteren Viertelperiode ist wieder der Strom Null und deshalb

$$W = W_e \text{ u. s. f.}$$

Es handelt sich also bei den Schwingungen um eine Umsetzung zwischen der Energie des elektrischen Felds im Kondensator und

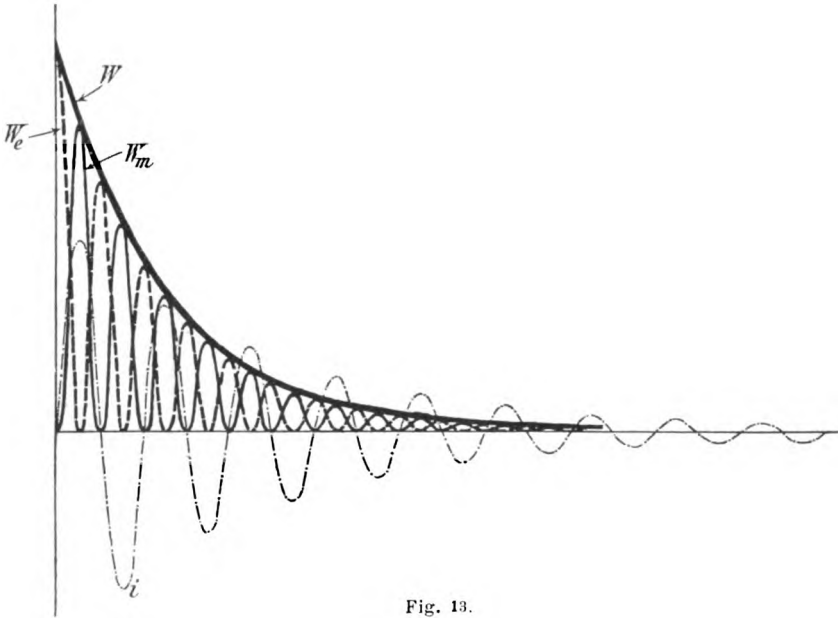


Fig. 13.

der Energie des magnetischen Felds, das vom Strom hervorgerufen wird.

### 9. Die verschiedenen Dämpfungsursachen.

a. Würde bei dieser Umsetzung keine Energie verbraucht werden, so würde die Gesamtenergie  $W$  und wegen der Beziehungen in 8 b auch die Strom- und Spannungsamplitude dieselbe bleiben. Jeder Energieverbrauch aber muß zu einer Abnahme der Gesamtenergie und damit auch zu einer Abnahme der Amplitude, zu einer Dämpfung der Schwingungen führen. Die Frage nach den verschiedenen Dämpfungsursachen ist also identisch mit der Frage nach den verschiedenen Energieverlusten.

b. Man kann den Energieverbrauch bei der Schwingung von Kondensatorkreisen trennen in folgende Teile: Energieverlust

1. durch Wärmeentwicklung in der metallischen Strombahn (Joule'sche Wärme),

2. in der Funkenstrecke,
3. im Isolationsmaterial der Kondensatoren,
4. durch „Sprühen“ der Kondensatoren,
5. durch Wirbelströme, welche das magnetische Wechselfeld des Stromes induziert.

### 10. Dämpfung durch Joule'sche Wärme.

a. Die Wärmemenge, welche ein Gleichstrom  $J$  in einem Draht vom Widerstand  $R$  während der Zeit  $t$  entwickelt, ist bekanntlich

$$= R J^2 t.$$

Ein Wechselstrom erzeugt entsprechend in einem Draht vom „effektiven“ Widerstand  $\Re$  [38] während einer Periode  $T$  eine Wärmemenge

$$= \Re \bar{J}^2 T,$$

wenn  $\bar{J}^2$  den Mittelwert von  $J^2$  während der betreffenden Periode bedeutet. Bei ungedämpften Schwingungen gilt bekanntlich die Beziehung

$$\bar{J}^2 = \frac{1}{2} J_0^2,$$

eine Beziehung, die bei gedämpften Schwingungen wenigstens noch annähernd bestehen bleibt. Es ist also auch hier die Wärmeentwicklung während einer Periode annähernd

$$= \frac{1}{2} \Re J_0^2 T,$$

wenn  $J_0$  den Wert der Stromamplitude während der betreffenden Periode bedeutet.

Bedenkt man, daß die im Kondensatorkreis pro Periode umgesetzte Energie

$$= \frac{1}{2} \Re J_0^2$$

ist [8b u. c], so kann man dies so deuten, daß der Energieverbrauch durch Joule'sche Wärme der bei den Schwingungen im Kondensatorkreis umgesetzten Energie proportional ist.

b. Infolge davon ist, wie die Theorie zeigt, die Kurve, welche die zeitliche Abnahme der Amplitude darstellt — die „Amplitudenkurve“ — eine Exponentialkurve. Die charakteristische Eigenschaft derselben ist die, daß das Verhältnis der Amplitude  $\mathfrak{A}_1$  am Anfang

\*) Dort gewöhnlich als  $J_{\text{eff}}^2$  bezeichnet.

einer Periode zur Amplitude  $\mathfrak{A}_2$  am Ende derselben Periode während der ganzen Schwingung dasselbe, d. h. daß

$$\frac{\mathfrak{A}_1}{\mathfrak{A}_2} = \text{const.} \quad (1)$$

ist.

Je größer dieses Verhältnis ist, umso größer ist die prozentische Abnahme der Amplitude während einer Periode. Die Größe dieses

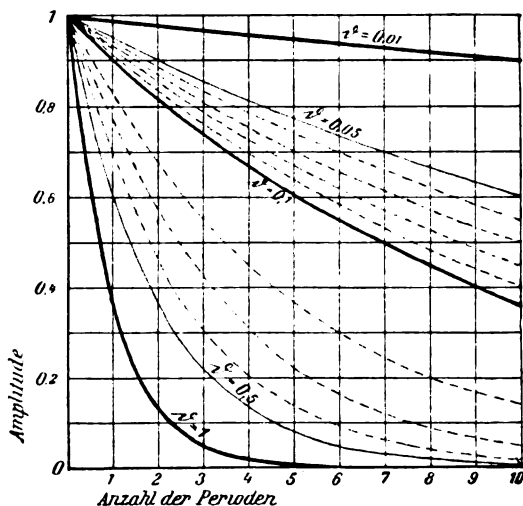


Fig. 14.

Verhältnisses gibt demnach ein Maß für die Größe der Dämpfung. Statt dieses Verhältnis selbst als Maß zu benutzen, ist es üblich, den natürlichen Logarithmus dieses Verhältnisses

$$b = \log \text{ nat. } \frac{\mathfrak{A}_1}{\mathfrak{A}_2} \quad (2)$$

zu verwenden und ihn als „logarithmisches Dekrement“ oder einfach „Dekrement“, im vorliegenden Fall, wo Joule'sche Wärme die Ursache der Dämpfung ist, als „Joule'sches Dekrement“  $b_j$  zu bezeichnen.

c. Die Beziehung, welche die Größe der Amplitude  $\mathfrak{A}$  zu einer beliebigen Zeit  $t$  angibt, ist

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\frac{b}{T} t} = \mathfrak{A}_0 e^{-N b \cdot t}, \quad (3)$$

wenn  $e$  die Basis der natürlichen Logarithmen und  $\mathfrak{A}_0$  der Wert ist, den die Amplitude am Anfang ( $t=0$ ) der Schwingung besitzt\*). Er

\*) In Fig. 12 bei der oberen Kurve  $\mathfrak{A}_0$ , bei der unteren  $i_0$ .



wird als „Anfangsamplitude“ oder, wo Verwechslungen ausgeschlossen sind, als „Amplitude“ der Schwingung schlechthin bezeichnet.

In Fig. 14 ist die Abnahme der Amplitude für verschiedene Werte des Dekrements dargestellt, in Tab. IV sind Schwingungskurven für verschiedene Dekremente gezeichnet.

Die Beziehung Gl. (3) wird häufig in der Form geschrieben:

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\delta t}$$

und

$$\delta = \frac{b}{T} = N \cdot b$$

als „Dämpfungsfaktor“ bezeichnet. Bei zwei Schwingungen mit beliebiger Frequenz, welche denselben Dämpfungsfaktor besitzen, sind die Amplituden nach derselben Anzahl Sekunden, bei zwei Schwingungen mit demselben Dekrement nach derselben Anzahl ihrer Perioden auf denselben Bruchteil der Anfangsamplitude herabgesunken.

d. Nach dem in a Ausgeführten muß die Größe des Jouleschen Dekrements bestimmt sein durch das Verhältnis des Energieverbrauchs während einer Periode zu der im Kondensatorkreis vorhandenen Energie. In der Tat ist das Dekrement diesem Verhältnis proportional: es ist

$$b_j = \frac{1}{2} \frac{\frac{1}{2} \mathfrak{R} J_0^2 T}{\frac{1}{2} \mathfrak{Q} J_0^2} = \frac{\mathfrak{R}}{2 \mathfrak{Q}} \cdot T = \frac{\mathfrak{R}}{2 N \mathfrak{Q}}$$

entsprechend

$$\delta = \frac{\mathfrak{R}}{2 \mathfrak{Q}}.$$

## 11. Funkendämpfung. Allgemeines.

a. Die Kurven  $A_1 A_2$  von Fig. 15 sind experimentell ermittelte Amplitudenkurven von Kondensatorkreisen mit Funkenstrecke. Vergleicht man sie mit den Kurven von Fig. 14, so sieht man unmittelbar, daß hier die Amplitude nicht in derselben Weise abnimmt, wie bei Kondensatorkreisen, bei denen die Dämpfung allein durch Joulesche Wärme bedingt ist.

Die Amplitudenkurve ist keine Exponentialkurve, sondern nähert sich um so mehr einer Geraden, je mehr der Energieverbrauch im Funken denjenigen durch Joule'sche Wärme überwiegt<sup>6)</sup>.

b. Der Grund dafür, daß der Abfall der Amplitude in dieser Weise erfolgt, ist der, daß für den Energieverbrauch im Funken nicht



nimmt vielmehr, wie die Kurven  $B_1$  bzw.  $B_2$  (Fig. 15) zeigen, welche das Dekrement für die verschiedenen Perioden der Kurven  $A_1$  bzw.  $A_2$  darstellen, während des Ablaufs der Schwingung allmählich zu. Es kann also von einem bestimmten, für den ganzen Verlauf der Schwingung charakteristischen Dekrement nicht gesprochen werden.

Wenn es trotzdem ganz allgemein geschieht, so ist darunter ein gewisser Mittelwert des Dekrements zu verstehen. Zur Entschuldigung dafür, daß man mit einem solchen Mittelwert operiert, kann man anführen, daß es sich dabei um ein praktisches Bedürfnis handelt. Der zeitliche Abfall der Amplitude ist bei Kondensatorkreisen ohne Funkenstrecke vollkommen bestimmt durch eine einzige Größe, das Dekrement. Es ist für qualitative Überlegungen sehr bequem, ihn auch bei Kondensatorkreisen mit Funkenstrecke in derselben Weise zu charakterisieren. Eine gewisse Berechtigung für dieses Verfahren liegt in der Tatsache<sup>8)</sup>, daß zwar keineswegs bei allen, aber doch bei vielen Erscheinungen, auf die es bei der drahtlosen Telegraphie ankommt, Kondensatorkreise mit Funkenstrecke sich merklich so verhalten, wie wenn sie ein im ganzen Verlauf der Schwingung konstantes Dekrement besäßen.

d. Führt man ein solches mittleres Dekrement  $\bar{d}$  ein, so kann man es in zwei Teile trennen, einen  $\bar{d}_j$ , der herrührt von dem immer vorhandenen Energieverbrauch durch Joule'sche Wärme in den Drähten, und einem zweiten  $\bar{d}_f$ , der durch den Energieverbrauch im Funken verursacht ist, d. h.

$$\bar{d} = \bar{d}_j + \bar{d}_f.$$

Ebenso kann man dann, wenn man will, entsprechend 10d einen „Funkenwiderstand“  $R_f$  einführen, der zum „Funkendekrement“  $\bar{d}_f$  in der Beziehung steht

$$\bar{d}_f = \frac{R_f}{2Q} \cdot T = \frac{R_f}{2NQ}.$$

## 12. Funkendämpfung. Methoden zur Bestimmung derselben.

Zur Messung des Funkendekrements, bzw. des Funkenwiderstands sind hauptsächlich zwei Methoden verwendet worden.

a. Bei der ersten Methode, der sog. Resonanzmethode, wird das Gesamtdekrement gemessen mit einem Verfahren, das später [72 ff.] ausführlich besprochen werden soll. Da die Strombahn des Kondensatorkreises so eingerichtet werden kann, daß das Joule'sche Dekrement genau bestimmbar oder aber gegen das Funkendekrement unmerklich klein wird, so läßt sich aus dem Gesamtdekrement das

Funkendekrement ermitteln, vorausgesetzt, daß sonstige in Betracht kommende Energieverluste vermieden oder in Abzug gebracht werden.

b. Bei der zweiten Methode, welche die Anordnung von Fig. 16 benützt<sup>9)</sup>, wird der Funkenwiderstand durch Substitution bestimmt. Die Funkenstrecke, deren Widerstand gemessen werden soll, ist  $F$  (Fig. 16);  $A$  bedeutet ein Hitzdrahtinstrument,  $w$  ist ein sehr hoher Widerstand<sup>\*</sup>), der eine Ladung des Kondensators  $C$  trotz der Funkenstrecke  $F$  ermöglicht, bei genügender Größe aber die Schwingungen des Kondensatorkreises, die durch die Funkenstrecke  $F$  hin-

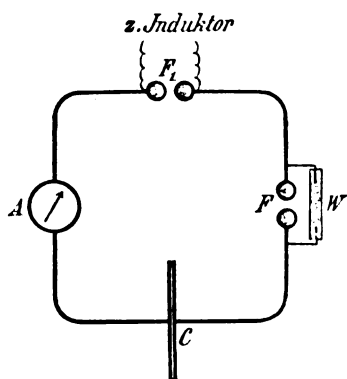


Fig. 16.

durch stattfinden, nicht merklich beeinflusst. Man liest den Ausschlag des Hitzdrahtinstruments  $A$  ab, wenn die Funkenstrecke  $F$  sich im Kreise befindet. Dann setzt man an Stelle von  $F$  einen variablen induktionslosen Widerstand und schaltet von demselben so lange zu, bis das Hitzdrahtinstrument denselben Ausschlag zeigt, wie vorher. Ist dies der Fall, so ist der gesuchte Funkenwiderstand gleich dem eingeschalteten Widerstand, vorausgesetzt, daß in beiden Fällen Selbstinduktionskoeffizient des Kondensatorkreises, Entladungszahl und Funkenstrecke  $F_1$  konstant gehalten wurde.

### 13. Funkendämpfung. Größe derselben.

#### a. Abhängigkeit von der Stromamplitude.

Der Funkenwiderstand ist unter sonst gleichen Umständen, insbesondere bei gleicher Funkenlänge umso kleiner, je größer die Stromamplitude ist. Innerhalb der für die drahtlose Telegraphie in

<sup>\*</sup>) Statt dessen kann zweckmäßig eine Spule mit sehr hohem Selbstinduktionskoeffizienten verwendet werden.

Betracht kommenden Grenzen steht der Funkenwiderstand  $R_f$  zu der Stromamplitude  $J_0$  ungefähr in der Beziehung

$$R_f \approx \frac{1}{J_0} \text{*)} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

Es möge eine einzige Funkenstrecke sich im Kreise befinden. Dann ist bei konstanter Funkenlänge auch die Spannungsamplitude konstant. Ändert man dann die Stromamplitude dadurch, daß man den Selbstinduktionskoeffizienten  $\mathfrak{L}$  der Strombahn variiert, so folgt aus Gl. (1), daß ungefähr

$$R_f \approx \sqrt{\mathfrak{L}}$$

ist. Erfolgt umgekehrt die Änderung der Stromamplitude dadurch, daß bei konstantem Selbstinduktionskoeffizienten die Kapazität variiert wird, so ergibt Gl. (1)

$$R_f \approx \frac{1}{\sqrt{\mathfrak{C}}}.$$

Im ersten Fall nimmt der Funkenwiderstand mit zunehmendem Selbstinduktionskoeffizienten zu, im zweiten Fall mit zunehmender Kapazität ab.

Das Funkendekrement ist in dem Gebiet, in welchem Gl. (1) richtig ist, annähernd unabhängig von der Kapazität und dem Selbstinduktionskoeffizienten des Kreises<sup>10)</sup>, also nur durch die Funkenstrecke bestimmt\*).

**b.** Von dem Widerstand der Strombahn ist der Funkenwiderstand, bezw. das Funkendekrement nicht unabhängig: er und damit auch das Funkendekrement wächst, wenn der sonstige Widerstand im Kreise vermehrt wird.

c. Für den Einfluß, den die Funkenstrecke auf den Funkenwiderstand ausübt, ist maßgebend:

1. das **Material** der Funkenstrecke,
2. die Form derselben, falls die Pole der Funkenstrecke **Kugeln** sind, der Radius derselben,
3. das Gas, in welchem der Funke übergeht,
4. die **Länge** des Funkens.

Bezüglich des Materials ist unter anderem festgestellt, daß Kugeln

\*) Damit hängt zusammen, daß man den Funkenwiderstand herabsetzen kann, indem man der Funkenstrecke einen Kondensator parallel schaltet<sup>11)</sup>. Allein die Änderung des Funkenwiderstands ist im Vergleich zu der erheblichen Energie, welche zum Laden des Kondensators aufgewandt werden muß, gering, die Anordnung also wenig ökonomisch.

aus Messing an der Funkenstrecke nur einen ungefähr halb so großen Funkenwiderstand liefern, als Zinkkugeln unter sonst gleichen Umständen.

Vom Radius der Funkenkugeln ist der Funkenwiderstand unabhängig bis zu einer Funkenlänge von ca. 1 cm. Für größere Schlagweiten scheint der Funkenwiderstand bei größeren Kugeln kleiner

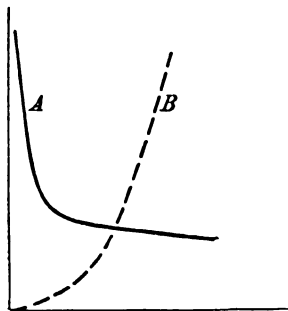


Fig. 17.

zu sein also bei kleineren Kugeln\*). Bei plattenförmigen Elektroden an der Funkenstrecke [41 a] unterscheidet er sich nicht merklich von demjenigen bei größeren kugelförmigen Elektroden.

Bezüglich des Gases haben Messungen<sup>12)</sup> ergeben, daß Funkendekremente in Wasserstoff unter sonst gleichen Umständen erheblich größer ausfallen als in Luft.

d. Für die Abhängigkeit des Funkenwiderstands von der Funkenlänge liefert die Substitutionsmethode [12 b] Resultate, wie sie die Kurve B von Fig. 17 darstellt, wenn man die Länge der Funkenstrecke  $F$  Fig. 16 variiert, ohne im übrigen etwas am Kondensatorkreis zu ändern: man erhält eine anfangs langsame, dann ziemlich starke Zunahme des Funkenwiderstands mit wachsender Funkenlänge. Ändert man dagegen die Länge einer allein im Kreis vorhandenen Funkenstrecke und bestimmt man nach der Resonanzmethode [12 a] das Funkendekrement und daraus den Funkenwiderstand, so erhält man Resultate, wie sie die Kurve A\*\*) von Fig. 17 wiedergibt: mit zunehmender Funkenlänge nimmt der Funkenwiderstand zuerst rasch, von einer gewissen Funkenlänge (ca. 6 mm) an nur sehr langsam ab. Die Werte des Funkenwiderstands, die G. Rempp<sup>13)</sup> nach diesem Verfahren für verschiedene Kapazitäten erhalten hat, sind in Fig. 18, die Werte des Funkendekrements, die aus seinen Beobachtungen folgen<sup>14)</sup>, in Fig. 19 zusammengestellt\*\*\*).

Der Grund für die Verschiedenheit der Resultate ist der folgende<sup>15)</sup>. Ist die Funkenstrecke allein im Kreise, so bestimmt ihre Länge zugleich die Spannungs- und Stromamplitude. Variiert man also die Funkenlänge, so ändert man auch gleichzeitig die Stromamplitude: man bestimmt den Funkenwiderstand bei ver-

\*) Im Zusammenhang damit, daß bei größeren Kugeln die Spannungsamplitude und damit auch die Stromamplitude bei gleicher Funkenlänge größer ist als bei kleinen Kugeln [41 a].

\*\*) Abszissen  $\propto$  der Funkenlänge, Ordinaten  $\propto$  dem Funkenwiderstand.

\*\*\*) Selbstinduktionskoeffizient des Kreises = ca. 3000 C. G. S.; Material der Funkenstrecke Zinkkugeln.



schiedener Funkenlänge und verschiedener Stromamplitude. Die Verlängerung der Funkenstrecke allein würde eine Zunahme, die Zunahme der Stromamplitude allein eine Abnahme des Funkenwiderstands ergeben. Bei dem Zusammenwirken beider Faktoren überwiegt bei kleinen Funkenlängen die Wirkung der Stromamplitude; sie wird bei größeren Funkenlängen zum Teil kompensiert durch den Einfluß der vergrößerten Funkenlänge.

Bei der Anordnung der Substitutionsmethode (Fig. 16) ist die Spannungs- und Stromamplitude bestimmt durch die Länge der Funkenstrecke  $F_1$ , also un-

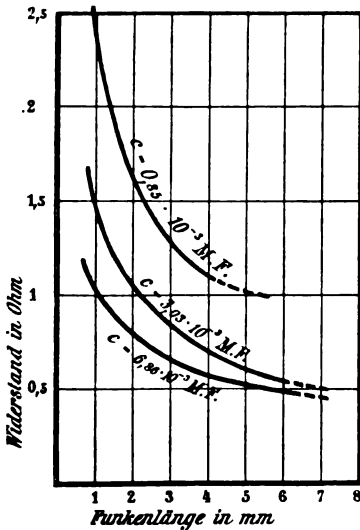


Fig. 18.

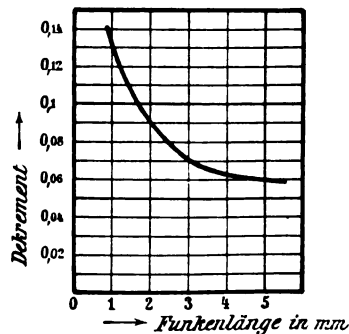


Fig. 19.

abhängig von der Funkenstrecke  $F$ , deren Widerstand bestimmt werden soll. Wird hier die Länge von  $F$  variiert, so bleibt die Stromamplitude in erster Annäherung ungeändert. Man bestimmt also die Abhängigkeit des Funkenwiderstandes von der Funkenlänge bei konstanter Stromamplitude.

Dazu kommt noch ein prinzipieller Unterschied. Bei der Substitutionsmethode bestimmt man den Widerstand, der an Stelle des Funkens gesetzt, denselben Stromeffekt [43 a] liefert. Die Resonanzmethode gibt den Widerstand, der dieselbe Resonanzschärfe [64 c] in einem lose gekoppelten Sekundärsystem liefern würde, wenn man denselben an Stelle des Funkens setzte. Beides braucht nicht identisch zu sein.

e. Aus a und b ergibt sich folgendes für die Resultate der Substitutionsmethode.

1. Die Größe des Funkenwiderstands von  $F$  (Fig. 16) ist nicht nur bestimmt durch die Dimensionen dieser Funkenstrecke, durch die Kapazität und den Selbstinduktionskoeffizienten des Kondensatorkreises, sondern auch noch durch die Länge der Funkenstrecke  $F_1$  (Fig. 16), da von dieser die Stromamplitude abhängt. Wie groß dieser Einfluß der Funkenstrecke  $F_1$  ist, geht aus Fig. 20 hervor, in welcher der Widerstand von  $F$  für verschiedene Funkenlängen von  $F_1$  dargestellt ist. Eine Angabe über den Funkenwiderstand von  $F$  ohne gleichzeitige Angabe der Di-

mensionen von  $F_1$  ist also ebenso zwecklos wie die Angabe des Widerstands einer Metallfadenlampe ohne gleichzeitige Mitteilung der Spannung, bei welcher der Widerstand bestimmt wurde.

2. Aus den Resultaten der Substitutionsmethode dürfen keine Schlüsse gezogen werden für den Fall, daß sich nur eine einzige Funkenstrecke im Kondensatorkreis befindet. Man kann zwar dafür sorgen, daß die Funkenstrecke  $F_1$  nicht viel größer ist als  $F$ , daß also die Stromamplitude ungefähr ebenso groß ist, wie wenn  $F$  allein sich im Kreise befände. Aber der Fall, der bei einem gut konstruierten Kondensatorkreis fast immer angestrebt wird, daß außer der Funkenstrecke sich kein in Betracht kommender Widerstand im Kreise befindet, läßt sich

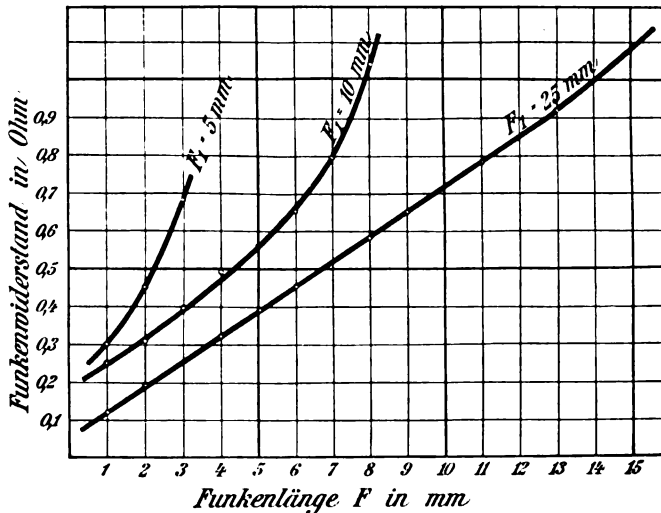


Fig. 20.

keinesfalls realisieren: immer ist außer dem Widerstand von  $F$  der im allgemeinen mindestens ebenso große Widerstand von  $F_1$  (Fig. 16) im Kreise und beeinflusst auch den Widerstand von  $F^*$ ).

#### 14. Hintereinander geschaltete (sog. Mehrfach- oder Unterteilte) Funkenstrecken.

Befinden sich in einem Kondensatorkreis mehrere hintereinander geschaltete Funkenstrecken, so ist der gesamte Funkenwiderstand nicht gleich der Summe der Widerstände, die jede Funkenstrecke besitzen würde, wenn sie sich allein im Kondensatorkreis befände. Denn durch das Hintereinanderschalten mehrerer Funkenstrecken ist auch die Spannungs- und Stromamplitude entsprechend größer geworden, z. B. bei 5 hintereinander geschalteten gleichen Funkenstrecken 5mal so groß als bei einer einzigen.

\*) Die Methode kann aber wertvoll sein, wenn die Energieverluste im Funken von anderen Energieverlusten getrennt werden sollen.

Für praktische Zwecke interessiert hauptsächlich die Frage: Ist das Dekrement bei mehreren in Serie geschalteten Funkenstrecken größer oder kleiner als das Dekrement, welches man bei derselben Anfangsspannung erhält, wenn man nur eine einzige Funkenstrecke verwendet? Versuche <sup>16)</sup>, welche diese Frage entscheiden sollten, haben gezeigt, daß bis zu Spannungsamplituden von ca. 80 000 Volt und bis herab zu Kapazitäten von  $0,6 \cdot 10^{-3}$  M.F. die einfache Funkenstrecke ein kleineres Dekrement liefert als die Mehrfachfunkenstrecke.

### 15. Energieverluste im Isolationsmaterial der Kondensatoren.

Das elektrische Wechselfeld, das bei den Schwingungen im Isolationsmaterial (Dielektrikum) zwischen den Belegungen der Kondensatoren entsteht, ist bei fast allen Isolatoren mit einem Energieverlust verbunden. Es ist dies eine Folge der sog. „*dielektrischen Hysteresis*“, die das elektrische Analogon der magnetischen Hysteresis ist.

Die bis jetzt vorliegenden Beobachtungen <sup>17)</sup> lassen sich so deuten, daß unabhängig von der Frequenz der Schwingung die Energie, die im Kondensator pro Periode verbraucht wird, der im Kondensator während derselben Periode vorhandenen Energie proportional ist. Infolge davon wird die Vermehrung  $\delta_h$ , welche das Gesamtdokrement der Schwingung durch die Hysteresisverluste erfährt, unabhängig von der Frequenz der Schwingung, den Dimensionen und der Kapazität des Kondensators, sie wird ausschließlich bestimmt durch das Isolationsmaterial des Kondensators und zwar:

1. durch dessen chemische Zusammensetzung,
2. durch dessen Temperatur,
3. durch seine „Belastung“ \*).

Bezüglich der chemischen Beschaffenheit des Materials ist bekannt, daß das Hysteresisdekrement unmerklich ist bei Luft, sehr gering bei Paraffinöl, Paraffin, englischem Flintglas\*\*) und manchen Glassorten von Schott & Genossen, mäßig bei manchen Sorten von Hart-

\*) Unter Belastung  $B_e$  versteht man die Energie, die ein ccm des Materials enthält. Es ist bekanntlich

$$B_e = \frac{k}{8\pi} \cdot E^2 \cdot \frac{1}{9 \cdot 10^{20}} \text{ C.G.S.} = 0.443 \cdot k \cdot 10^{-6} E^2 \left( \frac{\text{Volt}}{\text{cm}} \right)^2$$

$k$  = Verhältnis der Dielektrizitätskonstante des Materials zu derjenigen der Luft,  
 $E$  = elektrische Feldstärke.

\*\*) D. h. demjenigen Flintglas, das die Firma Molineaux, Webb & Co., Manchester (Ancoats, Kirby Street) für Leidener Flaschen verwendet. — Bei demselben ist das Hysteresisdekrement ungefähr 0,01, unabhängig von der Belastung.

gummi. Sehr groß kann es sein bei manchen Glasarten, z. B. bei gewöhnlichem Fensterglas, manchen Sorten von Hartgummi, bei Glimmer und dem sonst sehr bequemen Isolationsmaterial Micanit.

Bei Steigerung der Temperatur erhöht sich das Hysteresisdekrement und zwar unter Umständen sehr beträchtlich.

Von der Belastung ist das Hysteresisdekrement bei manchen Materialien unabhängig, bei anderen beobachtet man eine Abhängigkeit von der Form

$$\delta_h = \alpha + \beta B_e^*)$$

( $\alpha$  und  $\beta$  Konstante des Materials), wenn man allmählich die Schwingungsamplitude steigert. Bei gewissen Materialien ist diese Abhängigkeit von der Belastung nur eine indirekte. Durch die höhere Schwingungsamplitude und den dadurch bedingten höheren Energieverbrauch erhöht sich die Temperatur des Materials und infolge davon das Hysteresisdekrement.

### 16. Energieverlust durch Sprühen.

a. Für die Zwecke, um die es sich hier handelt, empfiehlt es sich, zwei Arten von Sprühen zu unterscheiden. Das Sprühen erster Art tritt auf, gleichgültig, ob die Ladung des Leiters statisch oder durch Schwingungen erfolgt. Es besteht in der bekannten Er-

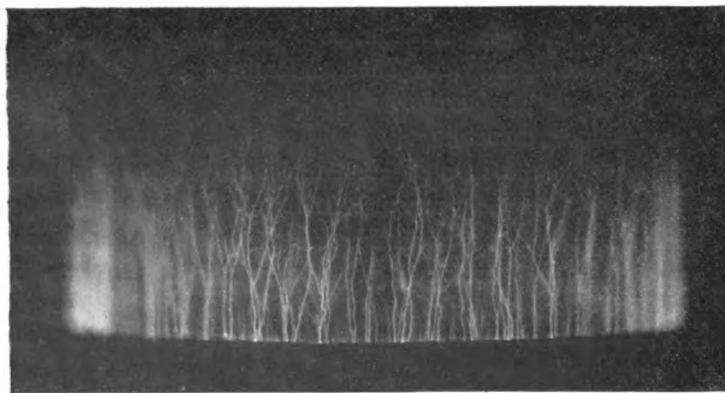


Fig. 21a.

scheinung, daß zu sehr hoher Spannung geladene Leiter und zwar besonders Kanten oder Spitzen feine Lichtbüschel aussenden. Der Grund dafür ist der, daß unter dem Einfluß der hohen elektrischen Feldstärke die Luft leitend (ionisiert) wird und infolge davon ein

Teil der Ladung ausströmt. Man beobachtet diese Erscheinungen sehr häufig an Influenzmaschinen, im Gebiet der drahtlosen Telegraphie gelegentlich an Luftkondensatoren, und zwar an Unebenheiten oder Kanten ihrer Platten, und ganz besonders an Antennen oder Spulen, die zu hoher Spannung geladen werden.

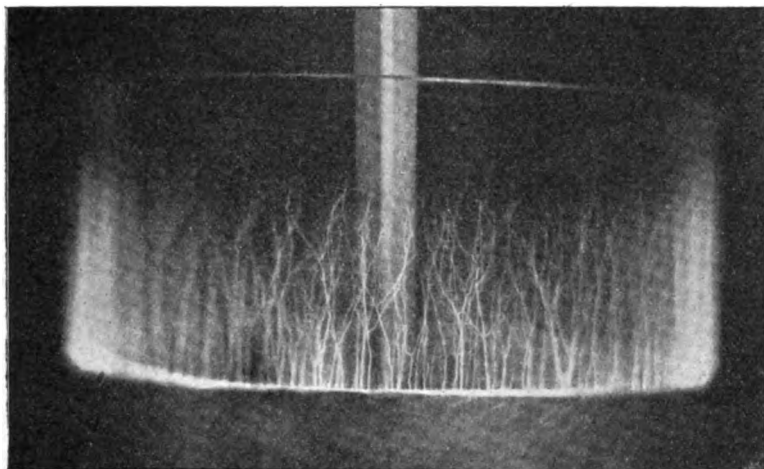


Fig. 21 b.

Die zweite Art des Sprühens ist an das Vorhandensein von Schwingungen gebunden; sie tritt erst auf im Moment, wenn die Schwingungen einsetzen, auch dann, wenn die betreffenden Leiterteile während der Schwingung keine höheren Spannungen bekommen. Man beobachtet diese Art des Sprühens hauptsächlich bei Leidener Flaschen (vergl. nebenstehende photographische Aufnahmen Fig. 21 a und 21 b) oder bei anderen Kondensatoren mit festem Isolationsmaterial: es sind feine, vielfach verzweigte Funken, die von dem Rande der Belegungen aus längs der Oberfläche des Isolators sich ausbreiten.

b. Die notwendige Bedingung für ein merkbares Sprühen ist in beiden Fällen eine genügende Ionisation der Luft und die Bedingung dafür eine genügende elektrische Feldstärke. Wenn man scharfe Kanten und Spitzen, an denen die elektrische Feldstärke besonders hohe Werte annimmt, möglichst vermeidet, so braucht man sich in den meisten praktischen Fällen vor dem Sprühen nicht zu fürchten, so lange die Spannung nicht wenigstens einige hundert Volt beträgt.

c. Ist aber ein Sprühen vorhanden, so bedeutet es auch immer einen Energieverlust. Außerdem bewirkt das Sprühen zweiter Art ein Hin- und Herschwanken der Frequenz [79].

### 17. Energieverlust durch Wirbelströme.

Das magnetische Wechselfeld, welches der Wechselstrom in einem Kondensatorkreis erzeugt, induziert in allen Leitern, durch welche magnetische Induktionslinien hindurchgehen, Ströme, die sog. „*Wirbelströme*“. Die Energie, welche diese Ströme in Wärme verwandeln, geht dem Kondensatorkreis verloren; seine Dämpfung wird dadurch erhöht.

In Betracht kommen alle Leiter in unmittelbarer Nähe eines Kondensatorkreises, insbesondere alle Leiter (z. B. Anschlußklemmen) im Innern von Spulen, wo das magnetische Feld besonders konzentriert ist. Verdächtig sind stets die Belegungen von Kondensatoren, die wegen ihrer großen Fläche und geringen Dicke\*) sehr bedeutende Wirbelstromverluste zur Folge haben können. Unangenehm sind in dieser Beziehung Leidener Flaschen: bei Plattenkondensatoren ist es viel leichter möglich, den Belegungen eine solche Stellung zu geben, daß sie möglichst wenig von magnetischen Induktionslinien geschnitten werden.

### 18. Verhältnis der einzelnen Energieverluste.

#### a. Kondensatorkreise mit Funkenstrecke.

Die praktisch wichtige Frage ist hier: Welche Energieverluste kommen gegenüber dem großen Energieverbrauch im Funken in Betracht?

Verwendet man als Strombahn Kupferdrähte oder -röhren von einigen wenigen Millimetern Durchmesser, so kann man sicher sein, daß das Joule'sche Dekrement gegenüber dem Funkendekrement vollkommen verschwindet.

Die Verluste durch Wirbelströme können sehr stark ins Gewicht fallen, wenn man dieselben durch ungeschickte Anordnung, insbesondere der Kondensatoren, provoziert. Sie lassen sich aber auch so weit herabdrücken, daß sie das Gesamtdekrement nicht merklich beeinflussen.

Wegen der hohen Spannungen, für welche Kondensatorkreise mit Funkenstrecken im allgemeinen bestimmt sind, ist ein Isolationsmaterial von großer Durchschlagsfestigkeit für die Kondensatoren unerlässlich. Außerdem muß Wert auf große Dielektrizitätskonstante gelegt werden, damit die Kondensatoren nicht unhandlich große Di-

---

\*) Sehr dicke Metallmassen sind weniger gefährlich.

mensionen annehmen. Aus beiden Gründen sind Luftkondensatoren meist ausgeschlossen\*) oder wenigstens sehr unbequem, und Kondensatoren mit festem, für spezielle Zwecke auch mit flüssigem Isolationsmaterial allgemein üblich. Man hat also mit Verlusten durch dielektrische Hysterese zu rechnen, und zwar unter Umständen mit beträchtlichen wegen der hohen Belastung der Kondensatoren. Tatsächlich\*\*) sind diese Verluste im allgemeinen durchaus nicht zu vernachlässigen gegen denjenigen im Funken.

Ob der Energieverlust durch das Sprühen der Kondensatoren beträchtliche Dimensionen annehmen kann, ist nicht sicher bekannt. Sicher ist, daß im allgemeinen dieser schädliche Einfluß des Sprühens zurücktritt gegen den durch das Schwanken der Frequenz bedingten.

**b. Kondensatorkreise ohne Funkenstrecke** sind im allgemeinen für verhältnismäßig geringe Spannungsamplituden bestimmt.

Energieverluste durch Sprühen fallen dann in den meisten praktischen Fällen ganz weg. Da ferner gegen die Verwendung von Luftkondensatoren meist keine Bedenken vorliegen, so lassen sich Verluste durch dielektrische Hysterese ganz ausschließen. Wo aber die auftretenden Spannungen ein Sprühen hervorrufen können oder die Verwendung von flüssigem oder festem Isolationsmaterial notwendig machen, ist größte Sorgfalt am Platze: die Verluste können sonst diejenigen durch Joule'sche Wärme weit überwiegen.

Die Verluste durch Joule'sche Wärme können durch Verwendung genügend dicker massiver Kupferdrähte, besser noch von Kupferbändern, unter Umständen auch von richtig verdrehten Schnüren aus einzel-isolierten Drähten [38d] sehr stark herabgedrückt werden. Je mehr das aber geschieht, umsomehr kommen die Verluste durch Wirbelströme dagegen in Frage. Wenn sie nicht in peinlichster Weise vermieden werden, gelingt es nicht, das Dekrement unter 0,01 herunterzubringen. Dekremente von ca. 0,003 sind wohl überhaupt das niedrigste, was man praktisch erreicht.

---

\*) Wenn man nicht die Luft unter sehr hohen Druck setzt [41b]<sup>18)</sup>.

\*\*) Kondensatoren aus Fensterglas lieferten ein fast doppelt so großes Gesamtdekrement als solche aus englischem Flintglas. Bei anderen Versuchen ergaben Kondensatoren aus englischem Flintglas als Gesamtdekrement 0,12, solche aus einem anderen Flintglas 0,15 unter sonst gleichen Umständen (Spannungsamplitude ca. 17 000 Volt; kein Sprühen).

## Offene Oszillatoren.

## § 1. Der lineare Oszillator.

Digitized by Google



Frequenz, mit verschiedener Strom- und Spannungsverteilung und verschiedenem elektrischem und magnetischem Feld. Es ist deshalb notwendig, diese verschiedenen Schwingungen, die man wie in der Akustik als „*Grundschiwingung*“ — diejenige mit der niedersten Frequenz — und „*Oberschwingungen*“ bezeichnet, gesondert zu besprechen. Man ist dazu schon deshalb berechtigt, weil es möglich ist, jede dieser Schwingungen für sich allein herzustellen.

## 20. Strom- und Spannungsverteilung der Grundschiwingung.

a. Beim Kondensatorkreis, wie er praktisch gebraucht wird, ist die Elektrizitätsmenge, die in irgend einem Zeitabschnitt einen Quer-

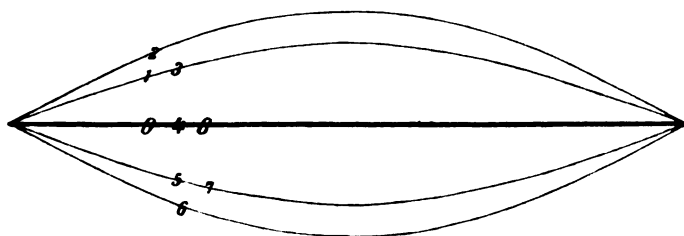


Fig. 23.

schnitt der Strombahn passiert, wie bei stationärem Strom (Gleichstrom) für alle Querschnitte merklich gleich\*), d. h. der Strom\*\*) besitzt längs der ganzen Strombahn gleiche Phase und Amplitude. Man kann

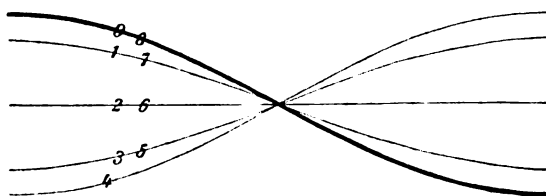


Fig. 24.

wie bei den Wechselstromkreisen der Technik von einer bestimmten Phase und Amplitude des Stromes sprechen.

Beim linearen Oszillator darf der Strom\*\*) zwar auf allen Teilen des Oszillators als gleichphasig betrachtet werden. Aber die Amplitude des Stroms ist an den verschiedenen Stellen ganz verschieden. Trägt man über den einzelnen Punkten des Oszillators die Stromamplituden als Ordinaten auf, so erhält man als

\*) Man sagt deshalb, der Strom sei „*quasistationär*“.

\*\*) = Elektrizitätsmenge, die in einer Sekunde einen Querschnitt passiert.

„*Kurve der Stromverteilung*“\*) ungefähr eine Sinuskurve (Fig. 22 gestrichelte Kurve). In der Mitte des Oszillators ist die Stromamplitude ein Maximum, an den Enden Null. Man sagt, es befinde sich in der Mitte ein „*Strombauch*“, an den Enden „*Stromknoten*“.

b. Dem entspricht auch die Verteilung der elektrischen Ladung und der dadurch hervorgerufenen Spannung. Trägt man die Spannungsamplituden in derselben Weise auf, wie vorher die Stromamplituden, so erhält man als „*Kurve der Spannungsverteilung*“ die in Fig. 22 ausgezogene Sinuskurve 2'. Es sind also an den Enden des Oszillators „*Spannungsbäuche*“, in der Mitte ein „*Spannungsknoten*“ vorhanden.

c. Wie beim Kondensatorkreis und aus denselben Gründen wie dort ist der Strom und die Spannung um ungefähr  $90^\circ$  in der Phase verschoben. Der Strom- und Spannungsverlauf während einer ganzen Periode ist in den Fig. 23 und 24 von  $\frac{1}{8}$  zu  $\frac{1}{8}$  Periode dargestellt. Die gleich numerierten Kurven entsprechen denselben Zeitpunkten.

## 21. Die Frequenz der Grundschiwingung.

Am einfachsten gelangt man zu der Frequenz durch folgende Betrachtungen.

a. Die Strom- und Spannungsverteilung von Fig. 22 ist von derselben Art, wie man sie auf anderen Gebieten (z. B. Akustik) bei sog. „*stehenden Wellen*“ bekommt. Solche stehende Wellen bilden sich bekanntlich, wenn zwei fortschreitende Wellen derselben Amplitude und Frequenz, aber entgegengesetzter Fortpflanzungsrichtung gleichzeitig vorhanden sind. Die Folge dieser Entstehung ist, daß, wie eine sehr einfache Überlegung zeigt, die Wellenlänge der stehenden Welle dieselbe ist wie diejenige der fortschreitenden. Dabei ist vorausgesetzt, daß man bei stehenden Wellen wie bei fortschreitenden den Abstand zweier aufeinander folgender Bäuche oder Knoten als halbe Wellenlänge bezeichnet.

Bei einer fortschreitenden Welle ist bekanntlich die „*Wellenlänge*“  $\lambda$  gleichzeitig diejenige Strecke, um welche die Welle während einer Periode sich fortpflanzt. Mit Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $c$  bezeichnet man diejenige Strecke, welche die Welle während einer Sekunde zurücklegt. Ist die Dauer einer Periode  $T$ , so entfallen auf eine Sekunde  $1/T$  oder  $N$  bzw.  $n/2$  ganze Perioden. Es besteht dem-

\*) Manchmal auch Stromkurve genannt, wenn Verwechslungen mit der Kurve, welche die Abhängigkeit des Stroms von der Zeit darstellt, ausgeschlossen sind.

nach zwischen Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit die Beziehung

$$c = N\lambda \frac{\lambda}{T} = \frac{n}{2} \cdot \lambda \quad . . . . . (1)$$

b. Auch beim linearen Oszillator ist man berechtigt, die in Fig. 22 dargestellten Schwingungen als stehende Wellen anzusehen und auf sie Gl. (1) anzuwenden, so daß sich für die Frequenz

$$N = \frac{c}{\lambda} \quad . . . . . (2)$$

ergibt.

Die halbe Wellenlänge ist, wie unmittelbar aus Fig. 22 und dem unter a Ausgeführten folgt, gleich der Gesamtlänge  $l$  des Oszillators, d. h.

$$\frac{\lambda}{2} = l \quad . . . . . (3)$$

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit von elektromagnetischen Wellen, die sich längs eines Drahts<sup>20)</sup> in Luft fortpflanzen, ist annähernd gleich der Lichtgeschwindigkeit in Luft, also:

$$c = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm/sec.}$$

Daraus folgt:

$$N = \frac{3 \cdot 10^{10} \text{ cm/sec}}{2 l \text{ cm}} \quad . . . . . (4)$$

Diese einfache Beziehung stimmt zwar nicht streng, aber doch annähernd\*).

## 22. Das elektromagnetische Feld der Grundschiwingung.

### a. Die Richtung des elektromagnetischen Felds.

Am einfachsten liegen die Verhältnisse beim magnetischen Feld. Die Induktionslinien sind Kreise, deren Achse die Oszillatorachse ist. Das Bild der Induktionslinien in der Äquatorebene\*\*) ist in einem bestimmten Moment dasjenige von Fig. 25.

Die Induktionslinien des elektrischen Felds sind in den Fig. 26 bis 29\*\*\*) für eine halbe Periode nach den Berechnungen von M. Abra-

\*) Voraussetzung aber ist hier wie auch im folgenden, daß der Oszillator sich frei im Raume befindet, d. h. praktisch gesprochen: es dürfen mindestens nicht größere Leiter oder Isolatoren in unmittelbarer Nähe vorhanden sein.

\*\*) Gemeint ist damit die Ebene, die durch die Mitte des Oszillators senkrecht zu demselben gelegt ist.

\*\*\*) Die Kurven sind genau für ungedämpfte Schwingungen. Eine Dämpfung der Schwingung bedingt aber eine fast unmerkliche Änderung des Verlaufs<sup>21)</sup>.

ham<sup>21)</sup> und Zeichnungen von F. Hack<sup>22)</sup> wiedergegeben. Fig. 26 bezieht sich auf den Moment, in welchem die Ladung des Oszillators eben Null, der Strom im Maximum ist; die übrigen Figuren gelten für

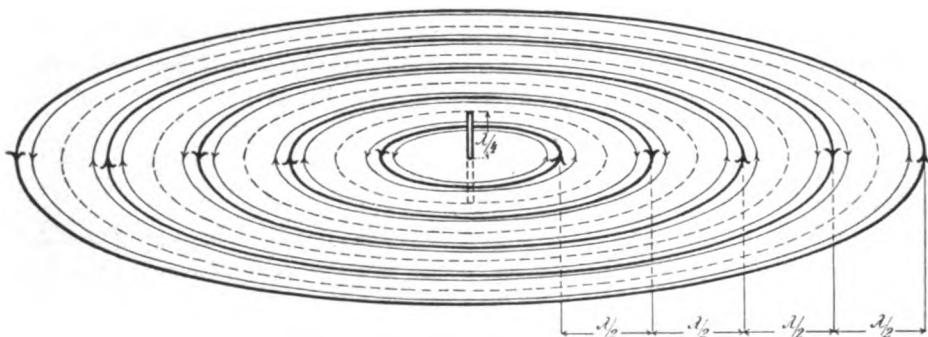


Fig. 25.

Zeiten, die je um  $\frac{1}{8}$  Periode voneinander abstehen. Auf Fig. 29 würde wieder Fig. 26 mit umgekehrten Vorzeichen folgen u. s. f.

Das Bild, das man sich nach diesen Figuren vom elektrischen Feld zu machen hat, ist folgendes. In dem Moment, den Fig. 26 darstellt, in welchem der

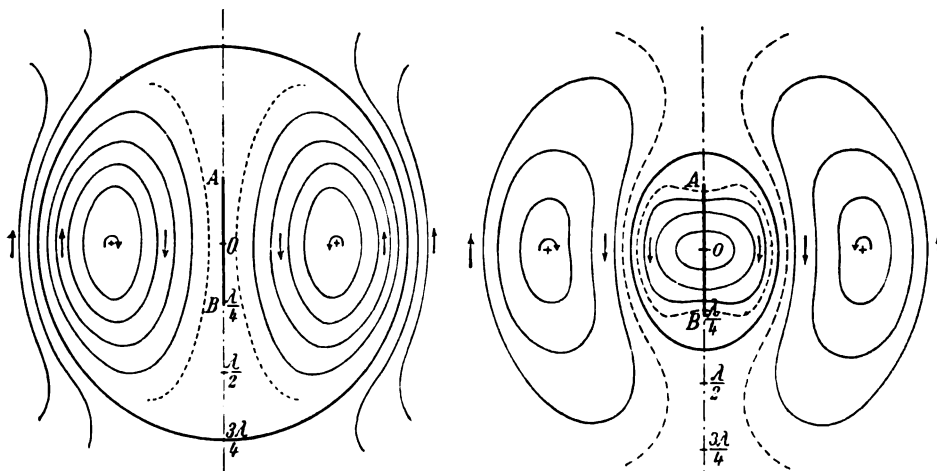
 $t = 0.$ 

Fig. 26.

 $t = \frac{1}{8} T.$ 

Fig. 27.

Oszillator keine Ladung besitzt, gehen auch keine elektrischen Induktionslinien von ihm aus. Unmittelbar darauf aber lädt sich der Oszillator, nach Fig. 27 z. B. die obere Hälfte positiv, die untere negativ: es quellen jetzt Induktionslinien aus der oberen Hälfte hervor, die auf der unteren wieder einmünden. Dieser Prozeß steigert sich bis zu  $\frac{1}{4}$  Periode (Fig. 28), bis die Ladung ihr Maximum erreicht

hat. Von da an nimmt bis zum Ende der halben Periode (Fig. 26 mit umgekehrten Pfeilen) die Anzahl der vom Oszillator ausgehenden und in ihn einmündenden Induktionslinien ab. Ein Teil der Induktionslinien, die in dem ersten

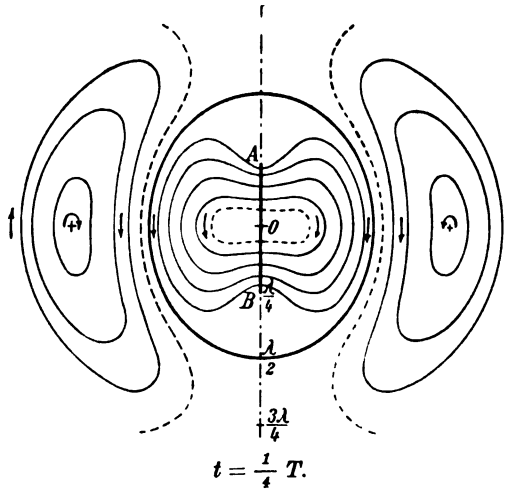


Fig. 28.

Viertel der Periode aus dem Sender hervorgekommen waren, zeigt nun eine eigentümliche Erscheinung (Fig. 29): sie schnüren sich ab, nehmen immer mehr

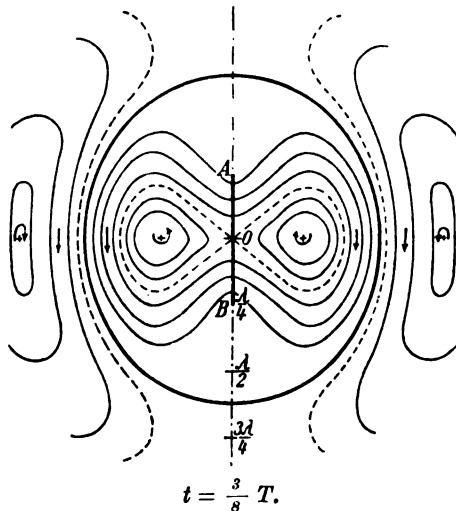


Fig. 29.

nierenförmige Gestalt an und entfernen sich immer weiter vom Oszillator. Was aus ihnen in größerer Entfernung vom Oszillator wird, zeigen die Fig. 195 u. 196, von denen die erste den Zustand im Moment maximaler Ladung, die zweite den Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

Moment wiedergibt, in welchem die Ladung gerade Null ist. Die Induktionslinien nehmen immer mehr die Form von Kreisbögen an.

**b. Die Phase des elektromagnetischen Felds. Fortschreitende Wellen.**

Weder das magnetische noch das elektrische Feld ist in allen Teilen des Raumes gleichphasig. Beide nehmen vielmehr die Form einer vom Oszillator aus mit Lichtgeschwindigkeit fortschreitenden Welle an.

Unter einer fortschreitenden magnetischen oder elektrischen Welle versteht man im einfachsten Fall, wenn die Amplitude konstant bleibt, das folgende. Trägt man über den Punkten einer Strecke, welche

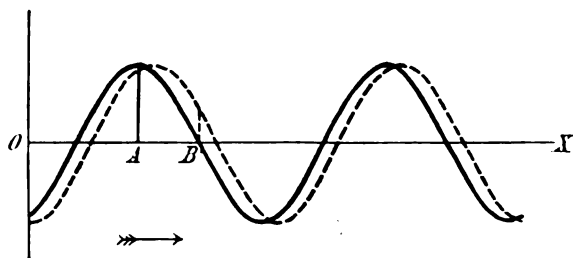


Fig. 30.

die Fortpflanzungsrichtung der Welle besitzt (Fig. 30 O X), die Feldstärke, welche in einem bestimmten Moment in jedem Punkt herrscht, als Ordinaten auf, so erhält man eine Sinuslinie (z. B. die stark ausgezogene Kurve von Fig. 30). Sie stellt für diesen bestimmten Moment die Verteilung der Feldstärke längs der Strecke O X (Fig. 30) dar. In einem etwas späteren Moment ergibt sich eine Sinuslinie, die gegen die erste etwas in der Fortpflanzungsrichtung (gefiederter Pfeil Fig. 30) verschoben ist (z. B. gestrichelte Kurve von Fig. 30). Man bekommt für beliebige Zeiten ein Bild des Feldes, wenn man sich die Sinuskurve mit der Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle in der Fortpflanzungsrichtung bewegt denkt: die Lage der Sinuslinie in irgend einem beliebigen Moment stellt dann die Feldstärke, die in diesem Moment vorhanden ist, dar.

Aus dem Gesagten läßt sich leicht ableiten, daß in jedem Punkte, über welchen die Welle hingeleitet, ein einfaches Wechselfeld vorhanden ist, für dessen Frequenz  $N$  die Beziehung gilt:

$$N = \frac{c}{\lambda},$$

wenn  $\lambda$  die Wellenlänge der Welle,  $c$  ihre Fortpflanzungsgeschwindigkeit, in diesem Fall gleich der Lichtgeschwindigkeit, bedeutet.

Die Phase der Schwingung ist in jedem Punkte verschieden\*). In zwei Punkten, die in der Richtung der Fortpflanzung liegen, ist die Schwingung gleichphasig, wenn ihr Abstand eine ganze Wellenlänge (oder ein ganzes Vielfaches einer solchen) beträgt. Ist der Abstand in der Fortpflanzungsrichtung dagegen eine halbe Wellenlänge (oder ein ungerades Vielfaches einer solchen), so sind die Schwingungen um  $180^\circ$  in der Phase verschoben. Allgemein gilt: bei einem Abstand der beiden Punkte  $= x$  ist die Phasenverschiebung  $= 360^\circ \cdot x/\lambda$ .

### c. Die Amplitude des Felds.

Weder für die magnetische noch für die elektrische Welle, welche von einem linearen Oszillator ausgeht, ist die Amplitude

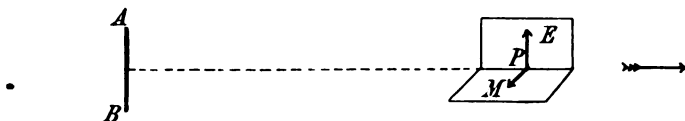


Fig. 31.

für alle Abstände  $r$  vom Oszillator dieselbe, vielmehr nehmen die Amplituden beider Wellen mit der Entfernung vom Oszillator ab. Die Amplitude der magnetischen Welle ist in unmittelbarer Nähe des Oszillators ungefähr  $\propto \frac{1}{r^2}$ , in sehr großer Entfernung  $\propto \frac{1}{r}$ , die Amplitude des elektrischen Felds ist in sehr großer Entfernung auch  $\propto \frac{1}{r}$ , in unmittelbarer Nähe des Oszillators ungefähr  $\propto \frac{1}{r^3}$ .

Bei demselben Abstand ist die Amplitude am größten in der Äquatorebene; sie ist für irgend einen Punkt umso kleiner, je weiter er von der Äquatorebene entfernt liegt.

### d. Das Feld der Äquatorebene in großer Entfernung vom Oszillator.

In sehr großer Entfernung vom Oszillator wird auch die elektrische Welle (vgl. Fig. 195 und 196) immer mehr zur Kugelwelle wie die magnetische: beide können auf nicht zu große Strecken als ebene Wellen betrachtet werden. Die elektrischen und magnetischen Induktionslinien unterscheiden sich in unmittelbarer Nähe der Äquatorebene nicht merklich von Geraden: die elektrischen Induktionslinien

\*) Im Punkte A (Fig. 30) z. B. ist die Schwingung in dem Moment, den die stark ausgezogene Kurve von Fig. 30 darstellt, gerade im Maximum, im nächsten Moment (gestrichelte Kurve) schon im Abnehmen begriffen. Für den Punkt B dagegen ist die Schwingung im ersten Moment Null, im nächsten Moment im Zunehmen begriffen.

stehen senkrecht zur Äquatorebene, die magnetischen verlaufen parallel derselben (Fig. 31).

Das elektrische und magnetische Feld ist, wie die Theorie zeigt, gleichphasig\*), wenn man die Feldstärken positiv rechnet in den Richtungen, welche in der Fig. 31 durch Pfeile markiert sind.

Für die Amplitude  $E_0$  und  $M_0$  des elektrischen bzw. magnetischen Felds gilt:

$$E_0 = 2 \frac{|J_0|}{r} \cdot 3 \cdot 10^{10} \text{ C.G.S.},$$

$$M_0 = 2 \frac{|J_0|}{r} \cdot \text{C.G.S.},$$

wenn unter  $|J_0|$  die Amplitude des Stromes im Strombauch des Oszillators verstanden wird.

### 23. Die Dämpfung der Grundschwingung.

a. Wie beim Kondensatorkreis handelt es sich auch bei der Schwingung eines linearen Oszillators um die Umsetzung der Energie eines elektrischen Felds in diejenige eines magnetischen und umgekehrt. Allein es ist ein sehr wichtiger Unterschied vorhanden. Beim Kondensatorkreis geht bei dieser Umsetzung nur verloren diejenige Energie, welche auf irgend welche Weise (in der Strombahn, im Isolationsmaterial der Kondensatoren) in Wärme verwandelt wird. Beim linearen Oszillator zeigen aber die Fig. 27 ff., daß ein Teil des elektromagnetischen Felds sich vom Oszillator lostrennt und mit der Energie, die er besitzt, in den Raum hinauswandert. Die Energie, die auf diese Weise vom Oszillator in den Raum ausgesandt wird — man bezeichnet diese Erscheinung bekanntlich als „Strahlung“ —, geht dem Oszillator ebenfalls verloren.

b. Diese Energieausstrahlung muß notwendig auch auf die Dämpfung der Schwingungen von Einfluß sein. Es muß zu den übrigen Dekrementen ein von der Strahlung herrührendes „Strahlungsdekrement“  $\delta_x$  — auch Hertz'sches Dekrement genannt — hinzukommen.

Nach den Berechnungen von M. Abraham<sup>22)</sup> gilt für das Strahlungsdekrement des linearen Oszillators die Beziehung

$$\delta_x = \frac{2,44}{\log \text{nat} \frac{l}{r}}$$

---

\*) Daß die elektrische und magnetische Feldstärke gleichphasig sind, gilt überhaupt für große Entfernung vom Oszillator, nicht nur für die Äquatorebene.



( $l$  Länge,  $r$  Radius des Oszillators). Für eine Gesamtlänge von 100 m liefert dies folgende Zahlen.

Drahtdurchmesser	$b_r$
0,5 mm	0,18
1 „	0,20
2 „	0,21
3 „	0,22
4 „	0,22 <sub>5</sub>
5 „	0,23

Das Strahlungsdekrement ist also für alle in Betracht kommenden Drahtstrahlen nie viel von 0,2 verschieden.

c. Das Strahlungsdekrement ist im allgemeinen bei weitem größer als das Joule'sche Dekrement, vorausgesetzt, daß der Oszillator aus Kupferdraht von mindestens 1—2 mm Durchmesser besteht. Für lineare Oszillatoren, die keine Funkenstrecke enthalten und nicht stark sprühen, ist das Strahlungsdekrement das Ausschlaggebende.

Enthält der Oszillator eine Funkenstrecke, so kann das Funken- dekrement wie beim Kondensatorkreis sehr erhebliche Werte annehmen. Der Energieverbrauch durch Sprühen ist zur Zeit bei linearen Oszillatoren noch nicht untersucht; nur soviel ist bekannt, daß er unter Umständen gegen die übrigen Energieverluste nicht zu vernachlässigen ist.

#### 24. Die Oberschwingungen des linearen Oszillators.



Fig. 32.

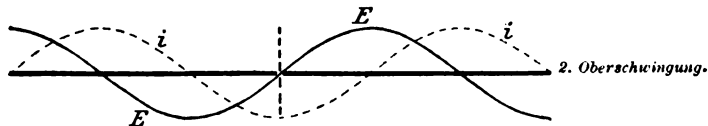


Fig. 33.



Fig. 34.

a. Die Strom- und Spannungsverteilung bei den Oberschwingungen ist aus den Fig. 32, 33, 34 zu entnehmen. Die gestrichelte, mit  $i$  bezeichnete

Kurve ist diejenige der Stromverteilung, die ausgezogene, mit  $E$  bezeichnete diejenige der Spannungsverteilung.

b. Da man berechtigt ist, auch diese Oberschwingungen wie die Grundschiwingung als stehende Wellen aufzufassen, so folgen für die Wellenlänge und Frequenz die folgenden Beziehungen:

$$\text{Grundschiwingung: } \frac{\lambda}{2} = l; \quad N = \frac{3 \cdot 10^{10}}{2l \text{ (cm)}} \cdot \frac{1}{\text{sec}}.$$

$$1. \text{ Oberschiwingung: } \frac{\lambda_1}{2} = \frac{l}{2}; \quad N_1 = 2 \cdot \frac{3 \cdot 10^{10}}{2l \text{ (cm)}} \cdot \frac{1}{\text{sec}}.$$

$$2. \quad \frac{\lambda_2}{2} = \frac{l}{3}; \quad N_2 = 3 \cdot \frac{3 \cdot 10^{10}}{2l \text{ (cm)}} \cdot \frac{1}{\text{sec}}.$$

Die Frequenz der Oberschwingungen sind also geradzahlig Vielfache derjenigen der Grundschiwingung.

c. Für das elektromagnetische Feld liegen die Verhältnisse ähnlich wie bei der Grundschiwingung. Insbesondere schnürt sich auch hier ein Teil der elektrischen Induktionslinien ab und wandert in den Raum hinaus. Die Folge davon ist auch hier eine fortgesetzte Ausstrahlung von Energie und die Folge davon eine beträchtliche Strahlungsdämpfung.

## 25. Spulen.

Es ist von vornherein wahrscheinlich, daß bei einem Draht auch dann noch Eigenschwingungen derselben Art, wie sie in 19 ff. beschrieben wurden, möglich sind, wenn man den Draht nicht gerade ausspannt, sondern zu einer zylindrischen Spule wickelt.

a. Die Strom- und Spannungsverteilung ist für Grundschiwingung und Oberschwingungen qualitativ ebenso wie bei geraden Drähten: die Grundschiwingung besitzt in der Mitte der Spule einen Strombauch und Spannungsknoten, an den Enden Stromknoten und Spannungsbäuche. Bei der ersten Oberschiwingung liegen in der Mitte und an den Enden Stromknoten und Spannungsbäuche. Quantitativ stimmen indes die Verhältnisse in mehrfacher Beziehung mit denjenigen von geraden Drähten nicht überein.

b. Vergleicht man die Frequenz der Grundschiwingung mit derjenigen eines linearen geraden Oszillators derselben Drahtlänge, so zeigt der Versuch das folgende. Bei langen dünnen Spulen kann die Frequenz bis etwa  $1\frac{1}{2}$ mal größer — die Wellenlänge  $1\frac{1}{2}$ mal kleiner — sein als beim geraden Oszillator derselben Drahtlänge. Bei einigermaßen breiten kurzen Spulen ist aber die Frequenz stets kleiner (die Wellenlänge größer\*) und sie kann

\*) Wenn die Spulenhöhe ungefähr zweimal so groß als der Durchmesser ist, ist die Wellenlänge wie beim geraden Oszillator annähernd gleich dem doppelten der Drahtlänge.

sehr viel kleiner (die Wellenlänge sehr viel größer) sein als bei einem geraden Oszillator derselben Drahtlänge.

Praktisch ergibt sich daraus: die Frequenz der Grundschiwingung\*) folgt bei der Spule im Gegensatz zum geraden Oszillator nicht mit genügender Genauigkeit aus der Drahtlänge. Man ist stets auf eine experimentelle Bestimmung angewiesen, falls die Frequenz nicht aus den bisher vorliegenden Bestimmungen <sup>23)</sup> entnommen werden kann.

c. Ein charakteristischer Unterschied zwischen verhältnismäßig langen dünnen Spulen und dem linearen geraden Oszillator ist der, daß die wirksame Kapazität [29] bei einer langen dünnen Spule viel kleiner ist als bei einem geraden linearen Sender derselben Drahtlänge. Die Folge davon ist, daß bei solchen Spulen eine ganz geringe Änderung der Kapazität die Frequenz sehr stark beeinflusst: es genügt, den Enden der Spule ein kleines Stück eines Leiters oder sogar eines Isolators zu nähern, um eine merkliche Änderung der Frequenz hervorzurufen („Kapazitätsempfindlichkeit“ der Spulen).

d. Ein weiterer charakteristischer Unterschied aller Spulen gegenüber dem geraden linearen Oszillator besteht darin, daß die Strahlung der Spulen äußerst gering ist. Infolge davon spielt sie auch für die Dämpfung nur eine untergeordnete Rolle. So lange die Spulen nicht sprühen, ist die Dämpfung fast ausschließlich bestimmt durch das Joule'sche Dekrement. Bei Spulen, ohne Funkenstrecke, deren Drähte massiv und nicht extrem dick oder dünn sind, ist das Dekrement ungefähr von derselben Größenordnung wie bei einem Kondensatorkreis mit Funkenstrecke. Durch Verwendung von Kupferbändern und richtigen Bau der Spulen kann es ebenso weit herabgedrückt werden wie bei einem Kondensatorkreis ohne Funkenstrecke <sup>23a)</sup>.

Darüber, wie das Dekrement von Spulen durch Sprühen geändert wird, liegen zur Zeit noch keine systematischen Untersuchungen vor. Daß die Änderung aber ziemlich bedeutend ist, muß schon aus den bisherigen Beobachtungen geschlossen werden <sup>24)</sup>.

## § 2. Allgemeine Beziehungen für offene Oszillatoren.

### 26. Strom- und Spannungsverteilung auf einem Draht.

In einem Oszillator irgendwelcher Art von beliebiger Frequenz befinde sich ein gerader oder wenigstens nicht extrem stark ge-

\*) Und auch der Oberschwingungen.

krümmter (z. B. zur Spule gewickelter) Draht. Dann gilt für die Strom- und Spannungsverteilung auf dem Draht annähernd das folgende.

a. Die Kurve der Stromverteilung auf dem Draht ist ein Stück derjenigen Sinuskurve, welche die Stromverteilung bei einem geraden linearen Oszillator derselben Frequenz darstellen würde [20]. Dasselbe gilt von der Spannungscurve.

Nach 21 heißt dies: sowohl Strom- als Spannungscurve auf dem Draht sind Stücke von Sinuskurven, bei denen der Abstand von zwei aufeinander folgenden Knoten (bezw. Bäuchen), d. h. die halbe Wellenlänge, annähernd gegeben ist durch die Beziehung

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{2N} \text{ cm, . . . . . (1)}$$

worin  $N$  die Frequenz des Senders, in welchen der Draht eingeschaltet ist, bedeutet.

b. Wie beim geraden linearen Sender (Fig. 22 S. 28) fallen auf dem Draht die Strombäuche mit den Spannungsknoten, die Stromknoten mit den Spannungsbäuchen zusammen. Das Verhältnis der Strom-

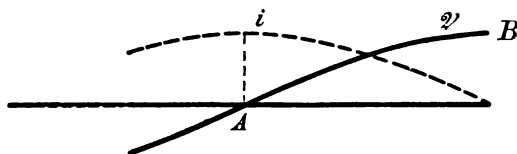


Fig. 36.

amplitude  $|J_0|$  im Strombauch zur Spannungsamplitude  $|u'_0|$  im Spannungsbauch hängt in erster Annäherung nur von den Drahtdimensionen ab. Es gilt

$$\frac{|J_0|}{|u'_0|} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}^{(1)}}{\mathfrak{L}^{(1)}}},$$

wenn  $\mathfrak{L}^{(1)}$  bzw.  $\mathfrak{C}^{(1)}$  Selbstinduktionskoeffizienten bzw. Kapazität der Längeneinheit des Drahtes bedeuten.

c. Ob auf dem Draht überhaupt ein Stromknoten (Spannungsbauch) oder Strombauch (Spannungsknoten) vorhanden ist, und wo derselbe liegt, hängt von der Gestalt des ganzen Oszillators und seiner Schwingung ab. Ist ein Ende des Drahtes frei, so muß an demselben stets ein Stromknoten (Spannungsbauch) liegen, da der Strom am Ende dauernd Null sein muß.

Ist z. B. B (Fig. 35) das freie Ende eines Drahtes, auf dem Schwingungen vorhanden sind, so muß die Strom- und Spannungsverteilung ungefähr von der Art sein, wie es Fig. 35 darstellt. Das Stück AB ist dabei  $= \frac{1}{4}$  der durch Gl. (1) bestimmten Wellenlänge.

Besteht der Oszillator aus zwei gleichen Hälften, so muß bei der Grundschiwingung in der Mitte des Oszillators ein Strombauch, also Spannungsknoten sich befinden\*).

## 27. Das elektromagnetische Feld in sehr großer Entfernung von einem Oszillator.

a. Es möge die Strombahn eines Oszillators aus einem geraden Drahtstück AB (Fig. 36) bestehen. Die Länge  $l$  desselben sei sehr klein gegen die Wellenlänge der Schwingung\*\*), so daß die Strom-

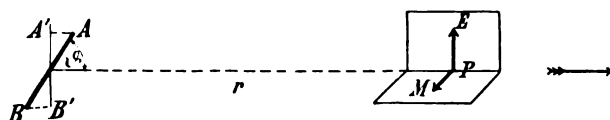


Fig. 36.

amplitude an den verschiedenen Punkten des Drahtstücks merklich gleich ist. Dann werden die Beziehungen für die elektromagnetischen Wellen, welche ein solcher Oszillator aussendet, sehr einfach, wenn man sich darauf beschränkt, das elektromagnetische Feld für solche Punkte P zu berechnen, deren Entfernung  $r$  von dem Drahtstück sehr groß ist gegen die Wellenlänge der Schwingung.

Für das Feld gelten dann folgende Sätze:

1. Die Richtung der elektrischen Feldstärke  $E$  liegt in der Ebene, die durch den Punkt P und das Drahtstück  $l$  ( $= AB$ ) gelegt ist (in Fig. 36 Zeichenebene). Sie ist senkrecht zum Radius  $r$ . Die magnetische Feldstärke steht senkrecht auf jener Ebene.

\*) Das ist z. B. bei einem Kondensatorkreis der Form Fig. 1 der Fall: an der Stelle F liegt ein Stromknoten. Es folgt aus dem Gesagten, daß die Angabe [20 a], wonach beim Kondensatorkreis die Stromamplitude an allen Punkten dieselbe ist, nur so lange richtig sein kann, als die Länge der Strombahn sehr klein ist gegen  $\lambda/2$ . Das trifft allerdings bei den praktisch gebrauchten Kondensatorkreisen wohl immer zu.

\*\*) Man könnte dies dadurch realisieren, daß man an die Enden A und B des Drahtstücks Körper großer Kapazität ansetzt.

2. Für die Amplitude der elektrischen und magnetischen Feldstärke gilt:

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= \pi \frac{l}{\lambda/2} \cdot \frac{J_0}{r} \sin \vartheta \cdot 3 \cdot 10^{10} = 2\pi N \cdot l \sin \vartheta \frac{J_0}{r} \cdot \text{C.G.S.}, \\ M_0 &= \pi \cdot \frac{l}{\lambda/2} \cdot \frac{J_0}{r} \sin \vartheta = 2\pi N \cdot l \sin \vartheta \frac{J_0}{r} \cdot \frac{1}{3 \cdot 10^{10}} \text{ C.G.S.} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Sie ist proportional der Stromamplitude  $J_0$ , der Frequenz  $N$  der Schwingung und der Projektion des Drahtstücks  $l$  auf die Richtung senkrecht zu  $r$  ( $l \sin \vartheta = A'B'$  Fig. 36).

3. Die Phase des elektrischen und magnetischen Felds ist dieselbe\*). Die Phasenverschiebung des Felds gegenüber dem Strom hängt von der Entfernung  $r$  ab<sup>25)</sup>. Sie wächst, wie bei allen fortschreitenden Wellen, proportional dem Abstand  $r$  und zwar immer um  $360^\circ$ , wenn der Abstand  $r$  um eine Wellenlänge  $\lambda$  zunimmt. Als gleichphasig darf die Schwingung in zwei Punkten mit den Abständen  $r_1$  und  $r_2$  dann betrachtet werden, wenn  $r_1 - r_2$  sehr klein ist gegen die Wellenlänge der Schwingung.

b. Man kann die eben angegebenen Resultate benutzen, um das elektromagnetische Feld eines beliebigen Oszillators in einem Punkte  $P$  zu bestimmen, dessen Entfernung vom Oszillator groß gegen die Wellenlänge der Schwingung ist<sup>26)</sup>. Das Feld ergibt sich richtig aus folgender Rechnungsregel. Man denkt sich die Strombahn des Oszillators in kurze Elemente  $l_1, l_2$  etc. zerlegt, längs deren die Stromamplitude ( $J_{10}, J_{20}$  etc.) als merklich konstant betrachtet werden kann. Man berechnet für jedes dieser Stromelemente das Feld nach den in a angegebenen Beziehungen. Die Teilfelder, die man auf diese Weise erhält, setzt man schließlich zu einem resultierenden Feld zusammen\*\*). Dieses ist dann das gesuchte Feld des ganzen Oszillators.

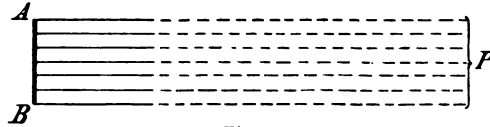
c. Besonders einfach wird das Verfahren dann, wenn die Strombahn  $AB$  (Fig. 37) des Oszillators überall dieselbe Richtung hat und wenn das Feld berechnet werden soll für einen sehr entfernten Punkt in der Äquatorebene oder in unmittelbarer Nähe derselben.

Es ist dann der Winkel  $\vartheta$  [a] für alle Stromelemente  $= 90^\circ$ , demnach auch die Richtung der einzelnen Teilfelder dieselbe. Merk-

\*) Vorausgesetzt, daß  $E$  und  $M$  in der Richtung der Pfeile von Fig. 36 als positiv gerechnet werden.

\*\*) Dabei ist nicht nur auf die event. verschiedene Richtung der Teilfelder, sondern auch auf die verschiedene Phase Rücksicht zu nehmen.

lich gleich ist außerdem für alle Stromelemente die Entfernung  $r$  und demnach die Phase der einzelnen Teilfelder. Es ist dann die Ampli-



**Fig. 37.**

tude der resultierenden Feldstärke gleich der Summe der Amplituden in den Teilfeldern, d. h.

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}_0 &= \frac{\pi}{\lambda/2} \cdot \frac{1}{r} \cdot \{ \mathbf{l}_1 \mathbf{J}_{10} + \mathbf{l}_2 \mathbf{J}_{20} \dots \} \quad 3 \cdot 10^{10} \text{ C.G.S.} \\ \mathbf{M}_0 &= \frac{\pi}{\lambda/2} \cdot \frac{1}{r} \cdot \{ \mathbf{l}_1 \mathbf{J}_{10} + \mathbf{l}_2 \mathbf{J}_{20} \dots \} \quad \text{C.G.S.} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Darin bedeutet  $\{l_1 J_{10} + l_2 J_{20} \dots\}$ , daß man für jedes Stromelement das Produkt aus seiner Länge und der in ihm herrschenden Stromamplitude bilden und schließlich alle diese Produkte summieren soll.

Dieses Resultat lässt sich in zweierlei Weise auslegen:

1. Die Größe, die in der Klammer steht, ist nichts anderes als das Produkt aus der Oszillatorlänge und dem Mittelwert  $\bar{J}_0$ <sup>27)</sup> der Stromamplitude auf dem Sender. Man kann die Gleichungen (2) also auch schreiben

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}_0 &= \pi \frac{1}{\lambda/2} \cdot \frac{\bar{J}_0}{r} \cdot 3 \cdot 10^{10} \text{ C.G.S.}, \\ \mathbf{M}_0 &= \pi \frac{1}{\lambda/2} \cdot \frac{\bar{J}_0}{r} \cdot " \end{aligned} \right\} *) . . . . (3)$$

2. Zu einer geometrischen Interpretation fordert die folgende Tatsache heraus. Denkt man sich die Kurve der Strom-

\*) Eine Kontrolle dieser Beziehungen bietet der gerade lineare Oszillator. Dort ist die Kurve der Stromverteilung eine Sinuslinie und es ist, wie die Integralrechnung zeigt, der Mittelwert  $\overline{J_0} = \frac{2}{\pi} |J_0|$ , wenn  $|J_0|$  die Stromamplitude im Strombauch bedeutet. Setzt man dies ein, so wird, da hier  $l = \lambda/2$  ist [22],

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= 2 \frac{\bar{J}_0}{r} \cdot 3 \cdot 10^{10} \text{ C.G.S.} \\ M_0 &= 2 \frac{\bar{J}_0}{r} \end{aligned} \right\} \text{im Einklang mit 22 d.}$$

verteilung konstruiert, indem man senkrecht zu jedem Stromelement die Stromamplitude als Ordinate aufträgt und die erhaltenen Punkte durch eine Kurve verbindet (Fig. 38, gestrichelte Kurve)\*), so ist der Inhalt der (in Fig. 38 schraffierten) Fläche, die zwischen Oszillator und Kurve liegt,  $= \{ \iota_1 J_{10} + \iota_2 J_{20} \dots \}$ . Der Inhalt dieser Fläche gibt also nach Gl. (2) ein Maß für die Amplitude des elektromagnetischen Felds in entfernten Teilen der Äquatorebene. Die Kurve der Stromverteilung charakterisiert auch die Fernwirkung.

d. Diese Konstruktion kann in einfacher Weise übertragen werden auf kompliziertere Sender (z. B. der Form Fig. 39)\*\*), bei

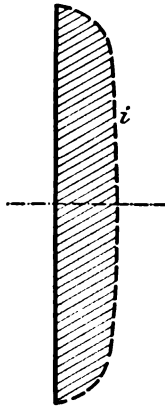


Fig. 38.

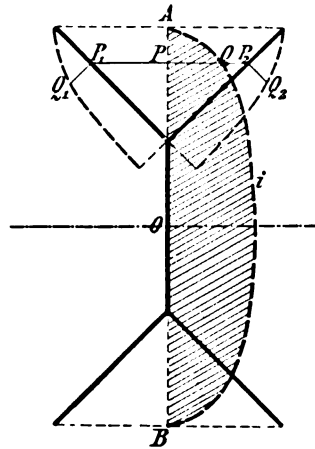


Fig. 39.

denen die Richtung der einzelnen Stromelemente nicht mehr dieselbe ist. Man zieht durch den Mittelpunkt O des Senders eine Gerade AB senkrecht zur Äquatorebene und von einer Länge, die gleich der Senderhöhe ist. Über den verschiedenen Punkten P dieser Geraden trägt man als Ordinaten PQ auf die Summe der Stromamplituden, die in den Teilen des Senders, welche auf derselben Parallelebene zur Äquatorebene liegen, vorhanden sind (also im Punkt P Fig. 39 die Summe der Stromamplituden  $P_1 Q_1$  und  $P_2 Q_2$ \*\*\*).

\*) In Fig. 38 absichtlich willkürlich genommen; für einen geraden linearen Oszillator würde sie eine Sinuskurve sein.

\*\*) Oszillator, der in der Mitte aus einem einfachen, an den Enden aus zwei verzweigten Drähten besteht.

\*\*\*) Die Konstruktion läßt sich unmittelbar ausführen, wenn die Kurven der Stromverteilung für alle Oszillatorteile, in Fig. 39 die gestrichelten Kurven gezogen sind; es muß dann sein  $PQ = P_1 Q_1 + P_2 Q_2$ .



Die Fläche (in Fig. 39 schraffiert), die zwischen der entstehenden (in Fig. 39 gestrichelten) Kurve und der Geraden AB liegt, ist der Amplitude des elektromagnetischen Felds in sehr weit entfernten Punkten der Äquatorebene proportional\*).

e. Wendet man das in b angegebene Verfahren auf einen geschlossenen Oszillator, z. B. einen Kondensatorkreis einfachster Form (Fig. 40), an, dessen Strombahn sehr klein ist gegen die Wellenlänge der Schwingung, so überzeugt man sich leicht, daß er wenig geeignet ist, in sehr großer Entfernung z. B. im Punkte P ein

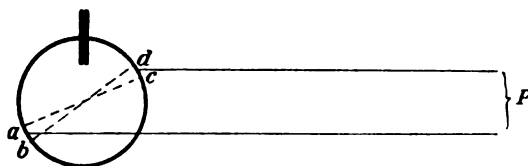


Fig. 40.

kräftiges Feld zu erzeugen. Die Teilfelder der einzelnen Stromelemente (z. B. von ab und cd Fig. 40) heben sich hier fast vollkommen auf.

Ähnliches gilt auch von Spulen.

## 28. Die Strahlung eines Oszillators.

In 27 wurde gezeigt, in welcher Weise man für irgend einen Oszillator die Amplitude der elektrischen und magnetischen Feldstärke in weit entfernten Punkten seiner Äquatorebene finden kann. Die Amplitude dieses elektrischen und magnetischen Felds gibt nun auch ein gewisses Maß für die Energie, die der Oszillator ausstrahlt.

a. Denkt man sich nämlich um die Mitte des Oszillators mit einem gegen die Wellenlänge sehr großen Radius eine Kugel gelegt, so ist die Energiemenge, die durch einen Quadratzentimeter der Kugeloberfläche während einer Periode hindurchfließt,

$$= \frac{1}{8\pi} E_0 M_0 \cdot T,$$

wenn  $E_0$  bzw.  $M_0$  die Amplitude der elektrischen bzw. magnetischen Feldstärke an der betreffenden Stelle bedeutet.

Wäre die Amplitude an allen Stellen ebenso groß wie in der

---

\*) Diese Konstruktion ist nur dann berechtigt, wenn die Breite des Oszillators sehr klein ist gegen die Wellenlänge der Schwingung. Dann ergibt sich die Berechtigung der Konstruktion unmittelbar aus b und a.

Äquatorebene, so würde die Energiemenge, die während einer Periode durch die ganze Kugeloberfläche  $F$  strömt und die demnach auch während einer Periode vom Oszillator ausgestrahlt wurde, einfach

$$= \frac{1}{8\pi} |E_0| |M_0| \cdot T \cdot F$$

sein, wenn  $|E_0|, |M_0|$  die Amplituden der elektrischen und magnetischen Feldstärke im Äquator bedeuten. Tatsächlich nimmt die Amplitude der Feldstärke vom Äquator nach den Polen ab. Es ist demnach die während einer Periode ausgestrahlte Energie kleiner als der angegebene Ausdruck, etwa

$$= \frac{\gamma}{8\pi} |E_0| |M_0| \cdot T \cdot F,$$

worin  $\gamma$  einen Faktor bedeutet, der von der Art abhängt, wie die Amplitude der Feldstärke vom Äquator nach den Polen abnimmt. Das ist nun tatsächlich bei den verschiedenen Oszillatoren verschieden, aber so wenig, daß der Unterschied für mehr qualitative Überlegungen nicht in Betracht kommt\*). Man ist demnach berechtigt, aus dem Gesagten den Schluß zu ziehen: Je größer die Amplitude der elektrischen und magnetischen Feldstärke in weit entfernten Teilen der Äquatorebene ist, um so größer ist die Strahlung des betreffenden Oszillators\*\*).

**b.** Auf die Größe des Strahlungsdekrementes kann ein Schluß aus der Amplitude des elektromagnetischen Felds in der Äquatorebene allein im allgemeinen nicht gezogen werden. Denn das Strahlungsdekrement bestimmt sich durch das Verhältnis der während einer Periode ausgestrahlten Energie zu der im Oszillator vorhandenen. Doch steht die Tatsache, daß Kondensatorkreise und Spulen ein fast unmerkliches, lineare Sender dagegen ein sehr starkes Strahlungsdekrement besitzen, in engstem Zusammenhang damit, daß die ersteren in großer Entfernung ein äußerst schwaches, letztere ein sehr kräftiges Feld erzeugen.

---

\*) In dem einen extremen Fall (sinusförmige Stromverteilung) ist der Faktor  $\gamma = 0,61$ ; in dem anderen extremen Fall (überall gleiche Stromamplitude im Oszillator) ist  $\gamma = 0,5$  <sup>28)</sup>.

\*\*) Die Amplitude des elektromagnetischen Felds in der Nähe des Oszillators gibt durchaus kein Maß für die Größe der Strahlung.

## 29. Wirksame Kapazität und wirksamer Selbstinduktionskoeffizient eines Oszillators.

a. Für manche Zwecke ist es bequem, die Frequenz  $N$  und das Joule'sche Dekrement  $b_i$  eines beliebigen Oszillators in ähnlicher Weise auszudrücken, wie beim Kondensatorkreis:

$$N = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mathfrak{L} \mathfrak{C}}} \quad \dots \quad (1)$$

$$b_i = \frac{\mathfrak{R}}{2N\mathfrak{L}} \quad \dots \quad (2)$$

Die darin auftretenden Größen  $\mathfrak{R}$ ,  $\mathfrak{L}$ ,  $\mathfrak{C}$  bezeichnet man als den „*wirksamen Widerstand*“, *wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten* bzw. die *wirksame Kapazität*“.

Man kann  $\mathfrak{R}$  und  $\mathfrak{L}$  in der Weise definieren, daß  $\mathfrak{R}|J^2|$  die Energie, die pro Sekunde in Joule'scher Wärme verbraucht wird,  $\frac{1}{2}\mathfrak{L}|J^2|$  die Energie des magnetischen Felds, soweit es für die Schwingung in Betracht kommt, bezeichnen<sup>29)</sup>. Dabei bedeutet  $|J|$  den höchsten Wert des Stroms, der in dem betreffenden Moment an irgend einer Stelle des Oszillators vorhanden ist\*).

Schon aus dieser Definition folgt, daß  $\mathfrak{R}$  und  $\mathfrak{L}$  — und dasselbe gilt auch von  $\mathfrak{C}$  — nicht nur von den Dimensionen des Oszillators, sondern auch von der Frequenz und der dadurch bedingten Strom- und Spannungsverteilung abhängen, z. B. für die Grundschiwingung und Oberschwingungen verschiedene Werte haben.

Bezeichnet  $|\mathfrak{U}_0|$  die höchste auf irgend einem Teil des Oszillators vorhandene Spannungsamplitude, so besteht zwischen ihr und der höchsten auf dem Oszillator vorhandenen Stromamplitude  $|J_0|$  die Beziehung

$$|J_0| = \beta \cdot \omega \mathfrak{C} \cdot |\mathfrak{U}_0| = \beta \cdot \sqrt{\frac{\mathfrak{C}}{\mathfrak{L}}} \cdot |\mathfrak{U}_0|$$

Darin bedeutet  $\beta$  einen Faktor, der in allen praktisch vorkommenden Fällen nur wenig von 1 verschieden ist.

b. Einen angenäherten Wert für den wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten  $\mathfrak{L}$  und bzw. die wirksame Kapazität  $\mathfrak{C}$  eines Senders liefern folgende Methoden<sup>29)</sup>.

1. Man schaltet in den Strombauch eine Spule von bekanntem

\*) Im allgemeinen gleich dem Wert im Strombauch.

Selbstinduktionskonstizienten  $L$ . Dadurch werde die Frequenz  $N$  des Senders zu  $N'$  geändert.

Dann ist annähernd

$$\mathfrak{L} = L \frac{N'^2}{N^2 - N'^2}.$$

Aus  $\mathfrak{L}$  und Gleichung (1) folgt dann auch  $\mathfrak{C}$ .

2. Man schaltet in den Strombauch einen Kondensator von bekannter Kapazität  $C$ . Dadurch nehme die Frequenz den Wert  $N''$  an. Dann ist annähernd

$$\mathfrak{C} = C \frac{N''^2 - N^2}{N^2}.$$

Aus  $\mathfrak{C}$  und Gleichung (1) folgt dann  $\mathfrak{L}$ .

Empfehlenswert ist es sowohl das Verfahren (1) als (2) anzuwenden und aus den beiden Werten, welche die beiden Verfahren für  $\mathfrak{L}$  bzw.  $\mathfrak{C}$  liefern, das Mittel zu nehmen. Beide Verfahren sind umsoweniger bedenklich, je kleiner der Unterschied zwischen  $N$  und  $N'$  bzw.  $N$  und  $N''$  ist. Andererseits stellen sie umso höhere Anforderungen an die Genauigkeit der Bestimmung von  $N$ ,  $N'$  und  $N''$ \*, je kleiner dieser Unterschied ist.

### § 3. Zusammengesetzte Oszillatoren.

#### 30. Linearer Oszillator mit zwei gleichen Kapazitäten an den Enden (Hertz'scher Sender).

a. Durch die angehängten Leiter\*\*) wird die wirksame Kapazität des Oszillators vergrößert. Infolge davon wird die Frequenz kleiner, die Wellenlänge größer als bei einem einfachen Draht derselben Länge. Der Unterschied ist um so bedeutender, je größer die Kapazitäten an den Enden im Verhältnis zur wirksamen Drahtkapazität sind.

b. Die Strom- und Spannungsverteilung muß demnach von der in Fig. 41 dargestellten Art sein. Je größer die angehängten Kapazitäten im Verhältnis zur wirksamen Drahtkapazität sind, um so

\*) Über die Bestimmung von  $N$ ,  $N'$ ,  $N''$  vgl. 65.

\*\*) Von diesen Leitern ist hier und im folgenden stillschweigend vorausgesetzt, daß ihre Dimensionen so klein gegen die Wellenlänge sind, daß die Spannung auf denselben als merklich konstant betrachtet werden kann. Bis zu einem gewissen Grade, aber nicht vollkommen, wird das realisiert durch Kugeln, kreisförmige oder quadratische Bleche oder Netze.

weniger weicht die kleinste Stromamplitude auf dem Draht von derjenigen im Strombauch ab.

Die Stromamplitude im Strombauch ist so groß, wie sie der Spannungsamplitude  $|2'_0|$  im Spannungsbauch nach 26 Gl. (2) entsprechen würde. Tatsächlich ist die höchste auf dem Oszillator auftretende Spannungsamplitude die an der Endkapazität vorhandene. Im Verhältnis zu ihr ist also die Stromamplitude viel größer als bei einem einfachen Draht derselben Länge.

c. Vergleicht man einen solchen Oszillator bezüglich der Fernwirkung mit einem linearen Sender derselben Drahtlänge, so spricht zu Gunsten des Hertz'schen Senders die große Stromamplitude im Strombauch und die für die Fernwirkung sehr günstige Stromverteilung [27c]. Ungünstig würde nach 27 Gl. (2) beim Hertz'schen Sender die größere Wellenlänge wirken. Die Rechnung<sup>30)</sup> zeigt aber, daß trotz dieses letzteren Einflusses die Fernwirkung eines Hertz'schen Senders größer ist als diejenige eines linearen Oszillators derselben Drahtlänge, wenn bei beiden die auftretende größte Spannungsamplitude dieselbe ist.

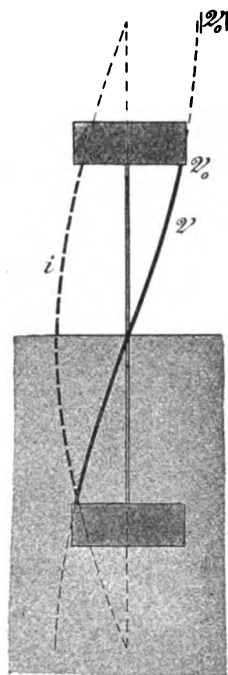


Fig. 41.

### 31. Linearer Oszillator mit Kapazität an einem Ende.

a. Die Strom- und Spannungsverteilung ist in den Fig. 42 und 43 gezeichnet, in Fig. 42 für eine mäßige\*), in Fig. 43 für eine sehr große\*) Kapazität. Je größer\*) die an dem einen Ende angehängte Kapazität ist, umso größer wird die Wellenlänge der Schwingung, umso weiter rückt infolge davon der Strombauch (Spannungsknoten) von der Mitte des Drahtes weg nach der Kapazität hin.

Ist die angehängte Kapazität extrem groß gegenüber der wirksamen Kapazität des Drahtes, so ist auch der Strombauch (bezw. Spannungsknoten) nur noch wenig von dem angehängten Leiter entfernt: der Draht stellt annähernd eine Viertelwellenlänge dar (Fig. 43).

b. Der Grund, weshalb im letzteren Fall notwendig an der Kapazität ein Spannungsknoten bzw. Strombauch liegt, ist der fol-

\*) Im Verhältnis zur wirksamen Drahtkapazität.

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

gende: Die Spannungsamplitude  $\mathscr{V}_0$  an dem Leiter steht zur Stromamplitude in der Beziehung

$$J_0 = \omega \mathcal{C} \mathscr{V}_0.$$

Wird die Kapazität  $\mathcal{C}$  des angehängten Leiters extrem groß, so wird bei vorgegebener Stromamplitude  $\mathscr{V}_0$  extrem klein\*).

Daraus folgt: Legt man an einer Stelle eines beliebigen Senders einen Leiter sehr großer Kapazität an, so kommt jedenfalls ungefähr an die betreffende Stelle ein Spannungsknoten bzw. Strombauch zu liegen. Befindet sich an der betreffenden Stelle schon vorher ein Spannungsknoten (Strombauch), so ändert das Anlegen des Leiters an der Strom- und Spannungsverteilung nichts.

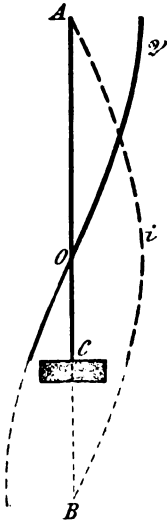


Fig. 42.

c. Man kann die in Fig. 42 und 43 dargestellten Verhältnisse noch anders auffassen. Es sei vorgegeben das Stück OA Fig. 42 und die Strom- und Spannungsverteilung auf demselben. Man kann diese Strom- und Spannungsverteilung erhalten dadurch, daß man ein symmetrisches Stück OB anschließt, also einen geraden linearen Oszillator herstellt. Man kann aber das symmetrische Stück OB stets ersetzen durch ein kürzeres Stück OC und eine Kapazität  $\mathcal{C}$ . Diese läßt sich immer so wählen, daß auf dem Stück OA

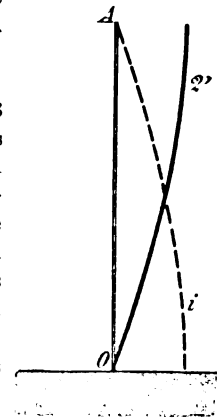


Fig. 43.

die Strom- und Spannungsverteilung und ebenso die Frequenz dieselbe wird wie bei dem symmetrischen Sender AOB (Fig. 42). Je kürzer das Stück OC ist, desto größer muß die Kapazität  $\mathcal{C}$  genommen werden.

### 32. Linearer Oszillator mit eingeschalteten Kondensatoren.

a. In einen linearen Oszillator sei im Abstand  $a$  von der Mitte je ein Kondensator von derselben Kapazität eingeschaltet. Man ist dann bis zu einem gewissen Grade berechtigt, sich vorzustellen, daß die Kapazität der Kondensatoren und die wirksame Kapazität des Drahtes hintereinander geschaltet sind. Tatsächlich wird durch das Einschalten der Kondensatoren die wirksame Kapazität des Oszillators kleiner. Der Erfolg ist eine Steigerung der Frequenz und damit Verkürzung der Wellenlänge, die umso bedeutender ausfällt, je kleiner die eingeschaltete Kapazität im Verhältnis zur wirksamen Kapazität des Drahtes ist.

\*) Da nicht etwa gleichzeitig  $\omega$  extrem klein wird.

Die Strom- und Spannungsverteilung muß die in Fig. 44 eingezeichnete sein. Das folgt einerseits aus dem in 26 besprochenen Einfluß der Frequenz auf Strom- und Spannungsverteilung, anderseits daraus, daß am Kondensator von der Kapazität  $C$  die Amplitude  $J_0$  des Stromes zur Amplitude der Spannung  $\mathcal{U}_1 - \mathcal{U}_2$  zwischen den Kondensatorbelegungen in der Beziehung steht:

$$J_0 = \omega C (\mathcal{U}_1 - \mathcal{U}_2)_0.$$

b. Läßt man die beiden Kondensatoren in die Mitte des Oszillators zusammenrücken und ersetzt man sie dann durch einen einzigen, so nimmt Strom- und Spannungsverteilung die Form von Fig. 45 an.

c. Wenn die Kapazität der eingeschalteten Kondensatoren bzw. des eingeschalteten Kondensators sehr groß ist gegen die wirksame Kapazität des Drahtes, so ändert das Einschalten die Schwingungsverhältnisse nicht merklich, gleichgültig, an welcher Stelle es erfolgt.

### 33. Lineare Oszillatoren mit eingeschalteten Spulen.

a. Durch das Einschalten von Spulen wird der wirksame Selbstinduktionskoeffizient des Oszillators sehr stark vergrößert. Die Folge

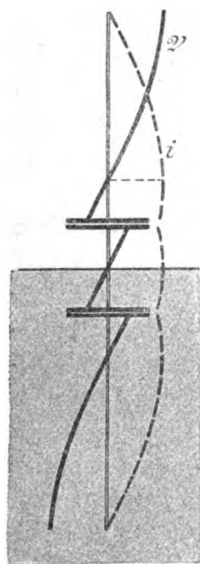


Fig. 44.

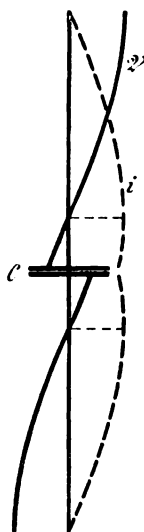


Fig. 45.

ist eine bedeutende Erniedrigung der Frequenz und Vergrößerung der Wellenlänge. Wie groß die Änderung ist, hängt von den Dimensionen der Spule im Verhältnis zu denjenigen des übrigen Oszil-

lators ab. Für einen bestimmten Oszillator gibt der Selbstinduktionskoeffizient der Spule ein gutes Maß für die Änderung der Wellenlänge\*): je größer der Selbstinduktionskoeffizient einer Spule ist, umso größer ist auch die durch das Einschalten der Spule hervorgerufene Änderung der Wellenlänge.

Die Spannungs- und Stromverteilung muß ungefähr diejenige sein, wie sie in Fig. 46 dargestellt ist unter der Annahme, daß die

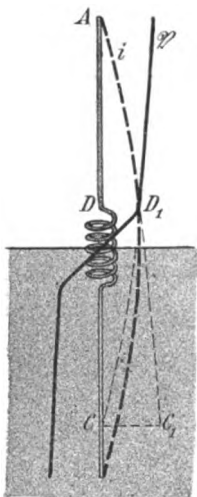


Fig. 46.

Strecke  $AC = \frac{1}{4}$  der Wellenlänge ist. Von der Stromkurve liegt nur der dem Stromknoten benachbarte Teil auf dem Draht. Der Mittelwert der Stromamplitude ist also sehr gering, ebenso ist die höchste auf dem Oszillator auftretende Stromamplitude viel geringer, als sie bei einem geraden linearen Oszillator derselben Spannungsamplitude entsprechen würde.

b. Die Spule trägt zur Fernwirkung nichts Wesentliches bei [27e], die Stromverhältnisse auf dem geraden Teil des Oszillators sind für die Fernwirkung sehr ungünstig, die Verlängerung der Wellenlänge durch die Spule macht sich in derselben Richtung geltend. Alles wirkt zusammen, um die Fernwirkung eines solchen Oszillators bei derselben Länge und Spannungsamplitude bedeutend geringer zu gestalten als bei einem geraden linearen Oszillator.

In unmittelbarem Zusammenhang mit der für die Stromwirkung ungünstigen Stromverteilung steht, daß die von dem Oszillator pro Periode ausgestrahlte Energie geringer ist als bei einem geraden Oszillator, in dessen Strombauch dieselbe Stromamplitude herrscht, wie am Anfang der Spule bei dem Oszillator von Fig. 46. Auf der anderen Seite besitzt der letztere unter diesen Umständen eine sehr viel größere Energie wegen des viel höheren wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten. Beides hat den Erfolg, daß das Strahlungsderelement eines Oszillators mit eingeschalteten Spulen viel kleiner ist als bei einem geraden Oszillator derselben Länge.

### 34. Linearer Oszillator mit eingeschalteten Spulen und Kondensatoren.

a. Die Erniedrigung der Frequenz, welche durch eingeschaltete Spulen hervorgerufen wird, läßt sich ganz oder teilweise kompensieren

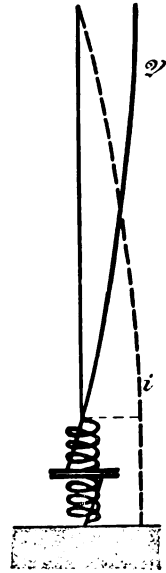
\*) Wenigstens bei den praktisch vorkommenden Fällen.



oder in eine Erhöhung verwandeln durch das Einschalten von Kondensatoren [32]. Welcher von diesen drei möglichen Fällen eintritt, hängt unter sonst gleichen Umständen von der Kapazität der Kondensatoren und dem Selbstinduktionskoeffizienten der Spulen ab. Überwiegt die Wirkung der Spulen, so ist die Strom- und Spannungsverteilung vom Charakter der in Fig. 46 dargestellten, im entgegengesetzten Fall vom Charakter der Fig. 44 oder 45.

Wenn die Wirkung der Spulen auf die Frequenz gerade kompensiert wird durch die eingeschalteten Kondensatoren, so ist die Strom- und Spannungsverteilung auf dem geraden Teil des Oszillators (Fig. 47) ungefähr dieselbe wie bei einem geraden linearen Oszillator derselben Länge.

**b.** In einer Beziehung unterscheidet sich aber der in Fig. 47 dargestellte Oszillator\*) sehr wesentlich von einem einfachen geraden Oszillator derselben Länge: das Strahlungsdekrement ist bei ersterem sehr viel geringer\*\*). Man bezeichnet deshalb häufig Oszillatoren der in Fig. 47 abgebildeten Form als „Sender mit verminderter Strahlungsdämpfung“.



**Fig. 47.**

### 35. Geerdete Oszillatoren.

Nach 31 kann man die eine Hälfte eines geraden linearen Oszillators ersetzen durch eine in der Mitte (im Strombauch) angelegte\*\*\*) Kapazität, ohne daß dadurch auf der übrig bleibenden Oszillatorhälfte die Strom- und Spannungsverteilung der Grundschwingung merklich geändert wird. Das gilt durchaus nicht nur vom linearen Sender, sondern ebenso von jedem der im vorhergehenden besprochenen Oszillatorarten.

Als solche große Kapazität kann bis zu einem gewissen Grade auch die Erde aufgefaßt werden, vorausgesetzt, daß sie an der betreffenden Stelle sehr gut leitend ist. Denkt man sich also bei

\*) Man hat sich Fig. 47 durch eine symmetrische Hälfte nach unten ergänzt zu denken.

\*\*) Bei derselben Stromamplitude ist die pro Periode ausgestrahlte Energie in beiden Fällen dieselbe, die im Oszillator vorhandene Energie aber im Fall von Fig. 47 viel größer als bei einem geraden linearen Oszillator derselben Länge.

\*\*\*) D. h. unmittelbar zur Berührung gebrachte, nicht etwa durch eine beliebig lange Drahtleitung verbundene.

den früher beschriebenen Oszillatoren die eine Hälfte weg, die übrig bleibende Hälfte unmittelbar mit einem sehr gut leitenden Teil der Erde in Berührung gebracht, „geerdet“, so bleibt die Strom- und Spannungsverteilung der Grundschiwingung ungeändert. Die Strom- und Spannungskurven der Fig. 41 bis 47 stellen also die Strom- und Spannungsverteilung auch dann richtig dar, wenn nur die eine Senderhälfte vorhanden, die andere, in dem getonten Teil befindliche, durch eine sehr gut leitende Erde ersetzt ist.

Auch was im vorhergehenden über die Frequenz bzw. Wellenlänge der Grundschiwingung bei den symmetrischen Oszillatoren gesagt war, behält für die geerdeten Hälften derselben seine Gültigkeit.

## Kapitel III.

### Der Wechselstromkreis hoher Frequenz<sup>31)</sup>.

#### § 1. Widerstand und Selbstinduktionskoeffizient.

##### 36. Stromverteilung auf dem Querschnitt massiver Drähte.

Bei Gleichstrom und auch annähernd noch bei den technischen Wechselströmen ist die Strömung an allen Teilen eines Drahtquerschnitts dieselbe. Im Gegensatz dazu ist bei der Frequenz der draht-

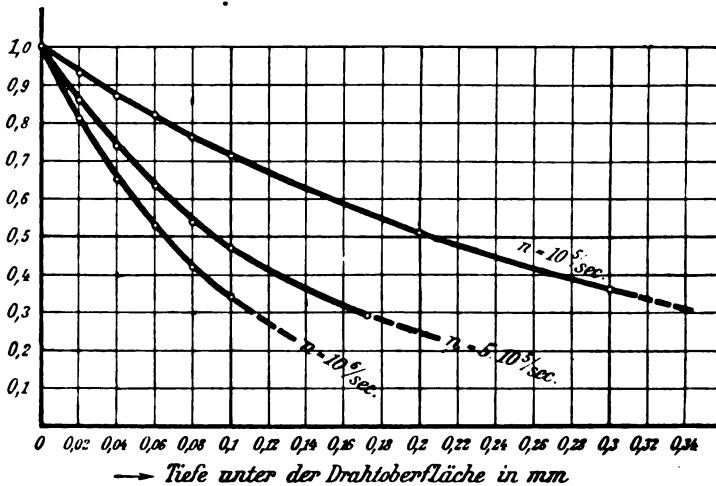


Fig. 48.

losen Telegraphie die Strömungsamplitude in geraden Drähten immer am größten in unmittelbarer Nähe der Drahtoberfläche. Sie nimmt nach dem Drahtinnern ab und zwar umso mehr, je größer die Frequenz der Schwingung, das Leitvermögen und die Permeabilität des Drahtes ist. Sie kann so rasch abnehmen, daß praktisch fast der ganze Strom auf eine äußerst dünne Oberflächenschicht beschränkt bleibt (sog. „Skinneffekt“).

In Fig. 48\*) ist der Abfall der Strömungsamplitude bei Kupferdrähten für verschiedene Tiefen unter der Oberfläche und verschiedene Wechselzahlen dargestellt.

### 37. Selbstinduktionskoeffizient <sup>32)</sup>.

Infolge der besprochenen Erscheinung ist ein magnetisches Feld im Innern des Drahtes fast nicht vorhanden. Während bei Gleichstrom der Selbstinduktionskoeffizient eines Stromkreises immer aus zwei Teilen besteht, einem vom magnetischen Feld im Innern des Drahtes und einem vom Feld außerhalb des Drahtes herrührenden, fällt bei schnellen Schwingungen der erste Teil — er beträgt bei nicht ferromagnetischen geraden Drähten von der Länge  $l$  cm  $\frac{1}{2}$  C.G.S. — fast vollkommen weg. Man macht bei geraden oder annähernd geraden Drähten keinen in Betracht kommenden Fehler, wenn man den ersten Teil einfach vernachlässigt und den „effektiven Selbstinduktionskoeffizienten“  $\mathfrak{L}$  für schnelle Schwingungen aus demjenigen für Gleichstrom dadurch berechnet, daß man von demselben  $\frac{1}{2}$  C.G.S. abzieht. Bei stark gekrümmten Drähten sind aber die Verhältnisse viel weniger einfach\*\*) (vgl. 39).

### 38. Widerstand von geraden Drähten <sup>34)</sup>.

Eine weitere Folge der ungleichförmigen Stromverteilung ist, daß für den Widerstand eher der Querschnitt der dünnen Oberflächenschicht, auf welche der Strom konzentriert ist, als der Querschnitt des ganzen Drahtes in Betracht kommt. Tatsächlich ist der sog. „effektive“ Widerstand  $\mathfrak{R}$  eines Drahts bei schnellen Schwingungen [10a] ein ganz anderer als derjenige ( $R$ ) bei Gleichstrom. Der Unterschied ist umso größer, je größer die Frequenz der Schwingung, der Radius, das Leitvermögen und die Permeabilität des Drahtes ist.

a. Der Widerstand von Kupferdrähten verschiedener Dicke kann für die verschiedenen Frequenzen der drahtlosen Telegraphie aus der Tab. VII am Ende des Buches entnommen werden. Der Widerstand von Eisendrähten ist wegen der höheren Permeabilität sehr viel höher, so daß ihre praktische Verwendung schon aus diesem Grunde sich verbietet.

\*) Der Minimalradius, für den die Kurven von Fig. 48 noch gelten, ist bei  $n = 10^5/\text{sec.}$  ungefähr 3 mm, bei  $n = 5 \cdot 10^5/\text{sec.}$  ungefähr 1,6 mm und bei  $n = 10^6/\text{sec.}$  ungefähr 1,1 mm. Bei dünneren Drähten erfolgt der Abfall der Amplitude weniger rasch.

\*\*) Der Selbstinduktionskoeffizient von Spulen kann bei Schwingungen um ca. 20% kleiner sein als bei Gleichstrom<sup>33)</sup>. Formeln für den Selbstinduktionskoeffizienten von Spulen in Tab. VI.

**b.** Für sehr dünne Drähte, besonders wenn sie aus Metall von geringem Leitvermögen hergestellt sind, ist der effektive Widerstand bei den Schwingungen der drahtlosen Telegraphie nur wenig verschieden von demjenigen bei Gleichstrom, und zwar umso weniger, je geringer die Drahtdicke ist. Diejenigen Drahtdicken, für welche der Unterschied eben 1 % ist, sind in Tab. VIII für verschiedenes Material und verschiedene Frequenzen angegeben.

Als genügend induktionsfreie, von der Frequenz unabhängige Widerstände lassen sich verwenden für geringe Belastung dünne Drähte aus Konstantan, Manganin, Nickel<sup>35)</sup>, für größere Belastung Bogenlampenkohlen, Graphitstifte und Röhren mit einem Elektrolyten z. B.  $\text{CuSO}_4$ -Lösung.

**c.** In engstem Zusammenhang mit dem Skineffekt stehen die folgenden Erscheinungen.

1. Eine Kupferrohre von nicht etwa extrem geringer Wandstärke besitzt für schnelle Schwingungen merklich denselben Widerstand wie ein massiver Draht desselben Durchmessers.

2. Verzinnte Kupferdrähte sind ungünstig: da der Strom wesentlich in dem schlecht leitenden Zinn verläuft, so ist der Widerstand größer als bei unverzinneten Kupferdrähten.

3. Verkupferte Stahldrähte übertreffen Kupferdrähte nur wenig an Widerstand: sie gestatten die gute Leitfähigkeit des Kupfers und die große Zugfestigkeit des Stahls gleichzeitig auszunützen, z. B. bei Antennen, die großen Winddruck auszuhalten haben.

**d.** Ein wesentlicher Unterschied zwischen dem Widerstand bei Gleichstrom und demjenigen bei den Schwingungen der drahtlosen Telegraphie besteht darin, daß der erstere  $\propto 1/r^2$ , der letztere (bei einigermaßen dicken Drähten)  $\propto 1/r$  ( $r$  = Drahtradius) ist. Bei Gleichstrom kommt es demnach für den Widerstand einfach auf den durchströmten Querschnitt an. Ob man einen einzigen massiven Draht oder mehrere parallel geschaltete dünnere von zusammen demselben Querschnitt verwendet, ist gleichgültig. Bei Schwingungen ist es günstiger, statt einzelner dicker massiver Drähte oder Röhren Litzen von einzelisolierten Drähten zu benutzen\*). Nur ist dabei zu vermeiden, daß nicht in der Litze eine ähnliche Stromverteilung eintritt wie beim massiven Draht, d. h. der Strom fast ausschließlich in den an der Oberfläche gelegenen Drähten fließt. Man sucht das nach dem Vorgang von Dolezalek dadurch zu verhindern, daß man die Drähte der Litze verdreht oder verflecht. Besteht dann die Strom-

\*) Solche Litzen werden von den verschiedensten Firmen (z. B. Fabrik isolierter Drähte, vormals C. Vogel, Adlershof bei Berlin) angefertigt, sind aber durchaus nicht gleichwertig hergestellt.

bahn z. B. aus einem Kreis, so kommt jeder Draht der Litze ebenso oft an die Außenseite wie an die Innenseite des Kreises zu liegen und die Stromamplitude wird in allen Drähten dieselbe.

### 39. Widerstand von Spulen<sup>36)</sup>.

Werden zylindrische Spulen aus einem massiven Draht gewickelt, so ist die Stromamplitude nicht mehr symmetrisch bezüglich der Drahtachse verteilt, sondern beträchtlich stärker an der Innen-

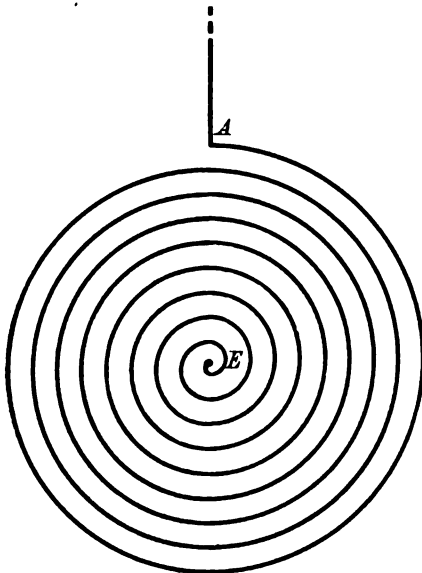


Fig. 49.

als an der Außenseite. Infolge davon wird der effektive Widerstand von derartig aufgespulten Drähten noch größer, und zwar besitzt er bei den Dimensionen und Frequenzen der drahtlosen Telegraphie ungefähr den  $1\frac{1}{2}$ - bis 2fachen Wert des effektiven Widerstands von geraden oder schwach gekrümmten Drähten unter denselben Bedingungen.

Sehr herabgedrückt wird der Widerstand von Spulen durch Verwendung von Kupferbändern statt der Drähte. Litzen aus einzel-isolierten Drähten scheinen wenig wirksam zu sein<sup>37)</sup>. Sehr ungünstig sind Spulen von mehr als einer Windungslage.

Außer zylindrischen Spulen finden in der drahtlosen Telegraphie noch ebene Spiralen der Form Fig. 49 Verwendung. Wie groß ihr effektiver Widerstand ist, wenn sie aus massivem Draht oder Kupferband bestehen, darüber scheinen bis jetzt keine Untersuchungen veröffentlicht worden zu sein.

## § 2. Strom und Spannung.

### 40. Beziehung zwischen Strom- und Spannungsamplitude.

a. Bei ungedämpften sinusförmigen Schwingungen ergibt sich die Stromamplitude  $J_0$  aus der Spannungsamplitude  $\mathcal{U}_0$  durch die Beziehung

$$J_0 = \frac{\mathcal{U}_0}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad (1)$$

Darin bedeutet  $\Re$  und  $\mathfrak{L}$  Widerstand und Selbstinduktionskoeffizienten der Leitung, zwischen deren Endpunkten die Spannung  $\mathscr{U}$  herrscht.

Bei gedämpften Schwingungen, soweit sie praktisch in Betracht kommen\*), bleibt diese Beziehung noch annähernd bestehen. Sie nimmt bei allen Drahtleitungen, die nicht aus besonders dünnen und schlecht leitenden Drähten bestehen, noch einfachere Form an. Bei diesen ist nämlich für die Frequenzen der drahtlosen Telegraphie die Induktanz bei weitem größer als der Widerstand. Es wird also annähernd:

$$J_0 = \frac{\mathscr{U}_0}{\omega \mathfrak{L}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

Eine unmittelbare Folge davon ist, daß bei Stromverzweigungen aus einigermaßen dicken Drähten die Stromamplituden der beiden Zweige durch die Induktanz derselben, nicht durch den Widerstand bestimmt sind.

b. Wendet man Gl. (2) auf die ganze Strombahn eines Kondensatorkreises (A FB, Fig. 1) an, so ist unter  $\mathscr{U}$  die Spannung zwischen den Kondensatorbelegungen\*\*) und unter  $\mathfrak{L}$  der Selbstinduktionskoeffizient der ganzen Strombahn zu verstehen.

Wenn man an Stelle des Selbstinduktionskoeffizienten die Kapazität einführt, so folgt:

$$J_0 = \omega \mathfrak{C} \cdot \mathscr{U}_0 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

Als Beispiel für die Verwendung dieser Gleichung diene der Kondensatorkreis der Station Nauen (Gesellschaft für drahtlose Telegraphie). Dort beträgt die wirksame Kapazität 0,44 MF., die Frequenz ca.  $1,5 \cdot 10^5$ /sec. Bei 60 000 Volt Anfangsspannung wird also

$$\begin{aligned} J_0 &= 2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^5 \times 0,44 \cdot 10^{-15} \times 60\,000 \cdot 10^8 \text{ C.G.S.} \\ &= \text{ca. } 2500 \text{ C.G.S.} = 25\,000 \text{ Amp.} \end{aligned}$$

Die Stromamplitude erreicht also eine auch für die Begriffe der Starkstromtechnik außerordentliche Größe.

#### 41. Schlagweite und Spannung<sup>37)</sup>.

Für die Spannung  $\mathscr{U}$  z. B. zwischen den Belegungen eines Kondensators bekommt man ein gewisses Maß durch die „Schlagweite“, d. h. die Länge der Gasstrecke zwischen zwei Elektroden, die eben noch durchschlagen wird, wenn zwischen den beiden Elektroden die Spannung  $\mathscr{U}$  herrscht\*\*\*). Das Verhältnis zwischen Schlagweite und Span-

\*) d. h. bei denen  $b \ll 2\pi$  ist.

\*\*) Bei Serienschaltung die Summe der Spannungen zwischen den Belegungen der in Serie geschalteten Kondensatoren.

\*\*\*) Die Spannung, die nötig ist, damit eine bestimmte Gasstrecke durchschlagen wird, bezeichnet man auch als die zu der betreffenden Gasstrecke gehörige „Entladungsspannung oder Zündspannung“  $\mathfrak{U}_z$  [vgl. 113 b].

nung hängt von der Form der Elektroden (Kugelradius, wenn die Elektroden Kugeln sind), dem Zustand des Gases, in dem sich die Elektroden befinden und davon ab, ob die Ladung der Elektroden statisch (durch Influenzmaschine oder annähernd auch noch Induktor) oder durch schnelle Schwingungen erfolgt.

**a.** Für statische Ladungen und Luft\*) von Atmosphärendruck ist das Verhältnis von Schlagweite und Entladungsspannung in der Tab. IX dargestellt. Die Kurven dort beziehen sich auf kugelförmige

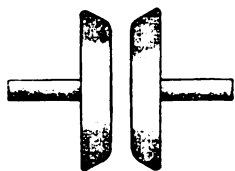


Fig. 50.

Elektroden (Kugelradius =  $r$ ); die erste ist für kleine, die andere für große Schlagweiten bestimmt.

Der Verlauf der Kurven zeigt das folgende.

Bei kleinen Schlagweiten tritt ein Einfluß des Kugelradius nur wenig hervor. Je größer die Schlagweite wird, umso mehr macht sich ein Einfluß des Kugelradius geltend: während bei kleinen

Kugeln die Spannung nur noch sehr langsam mit steigender Funkenlänge wächst, bleibt dieselbe bei großen Kugeln bis zu viel höheren Schlagweiten annähernd proportional der Schlagweite. Bei plattenförmigen Elektroden (Fig. 50) ist dies noch in erhöhtem Maße der Fall.

**b.** Verkleinert wird die Entladungsspannung durch Belichtung der negativ geladenen Elektrode mit ultravioletttem Licht, Erhitzung der Elektroden, ferner durch jede Ionisation des Gases. Als Ursache der Ionisation kommen praktisch besonders in Betracht kurz vorhergegangene Entladungen: wenn man durch eine Funkenstrecke rasch hintereinander Funken überschlagen läßt, so kann infolge davon die Spannung bei den folgenden Funken viel kleiner als beim ersten sein.

Eine Erhöhung der Entladungsspannung erreicht man dadurch, daß man die Luft unter höheren Druck als Atmosphärendruck setzt. Ganz ungefähr ist die Entladungsspannung dem Druck proportional.

**c.** Erfolgt die Ladung der Funkenkugeln durch Schwingungen, so hängt das Verhältnis von Maximalspannung und Schlagweite auch noch von der Frequenz ab. Je höher die Frequenz ist, umso höher ist die zu einer bestimmten Schlagweite gehörige Spannungsamplitude. Bei den Frequenzen der drahtlosen Telegraphie ist aber der Unterschied gegenüber den Verhältnissen bei statischer Ladung so gering, daß unbedenklich die Werte für statische Ladung (Tab. IX) benützt werden können<sup>38)</sup>.

\*) Bei Wasserstoff ist unter sonst gleichen Umständen die Entladungsspannung kleiner als in Luft.



d. Zur Messung der Schlagweite dienen sog. „*Funkkenmikrometer*“, wie das in Fig. 51 abgebildete.  $K_1, K_2$  sind die Funkenkugeln,  $G_1, G_2$  gut isolierende Glasfüße,  $S_1$  eine Mikrometerschraube,

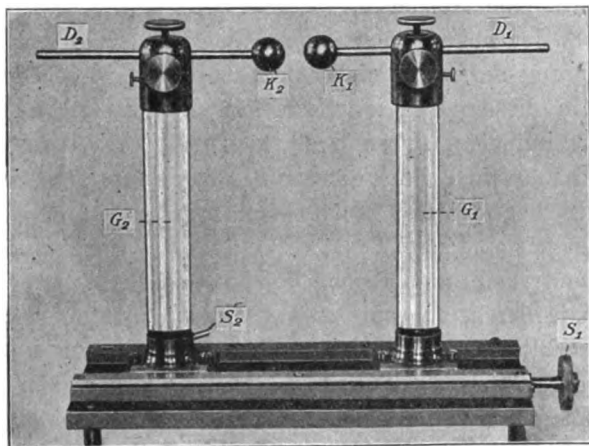


Fig. 51.

$S_2$  der Hebel einer im übrigen nicht sichtbaren Feststellschraube. Löst man diese, so kann der linke Teil der Funkenstrecke verschoben werden, während zum feinen Verstellen die Mikrometerschraube  $S_1$  dient.

#### 42. Isolation von Leitungen.

a. Wegen der hohen Spannungen, die zum mindesten beim Arbeiten mit gedämpften Schwingungen auftreten können, ist die Gefahr, daß zwischen zwei Punkten einer Leitung Funken überschlagen, sehr groß. Gegen das Überschlagen von Funken sind die Leitungen sorgfältig zu schützen. Denn schlägt z. B. bei dem Kondensatorkreis von Fig. 52 zwischen den Punkten A und B ein Funke über, so fließt fast der ganze Strom durch den Weg  $A F_1 B$ , da die Impedanz dieses Weges bedeutend geringer ist als diejenige des Weges  $A D B$ . Infolge davon wird die Schwingung eine andere, als wenn kein Funke überschlägt.

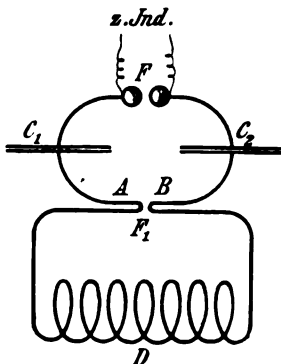


Fig. 52.

b. Auf der anderen Seite ist eine Isolation gegen Stromverluste bei Leitungen, die nur durch Schwingungen Ladung

bekommen, nicht in demselben Maße nötig, wie etwa bei hochgespanntem Gleichstrom oder technischem Wechselstrom. Würde man z. B. die beiden Punkte A und B (Fig. 52) durch einen mangelhaften Isolator, z. B. eine Holzleiste, verbinden, so würde dies die Schwingungen trotz der hohen Spannungen, die zwischen A und B während der Schwingung auftreten, nicht merklich schädigen. Denn die Impedanz — in diesem Fall identisch mit dem Widerstand der Holzleiste — ist immer noch so groß gegen die Impedanz des Weges ADB, daß nur ein äußerst geringer Teil des Gesamtstromes durch die Leiste fließen würde.

c. Dagegen sind alle Teile, die durch den Funkeninduktor oder Wechselstromtransformator hohe Spannungen erhalten, aufs sorgfältigste zu isolieren, da sonst sehr große Verluste entstehen können. Bei Serienschaltung der Kondensatoren sind dies nur die Teile  $FC_1$  und  $FC_2$  (Fig. 9), bei den Kondensatorkreisen mit einem einzigen oder parallel geschalteten Kondensatoren der ganze Kondensatorkreis. Darin kann ein Vorteil der Kondensatorkreise mit Serienschaltung liegen.

### § 3. Strommessung.

#### 43. Die Angaben von Hitzdrahtinstrumenten.

a. Unter Hitzdrahtinstrumenten im weiteren Sinn sollen Instrumente verstanden werden, deren Ausschlag durch die Wärmeentwicklung des Stromes in einem Draht hervorgerufen wird.

Der Ausschlag eines solchen Instruments gibt ein Maß für die im Mittel pro Sekunde entwickelte Wärmemenge  $Q^*$ ). Allgemein gilt für die Wärmeentwicklung pro Sekunde in einem Draht vom effektiven Widerstand  $\Re$

$$Q = \Re J_{\text{eff}}^2, \quad . . . . . (1)$$

wenn  $J_{\text{eff}}^2$  den Mittelwert von  $J^2$  bedeutet.

Bei ungedämpften sinusförmigen Schwingungen ist

$$J_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2} J_0^2, \quad . . . . . (2)$$

also

$$Q = \frac{1}{2} \Re J_0^2.$$

---

\*) Der Ausschlag braucht  $Q$  nicht proportional zu sein, ist es aber bei den meisten Instrumenten nahezu.

Bei gedämpften Schwingungen, deren Amplitudenkurve eine Exponentialkurve ist, ist die während des Verlaufs einer Entladung entwickelte Wärmemenge

$$\Re \frac{J_0^2}{4\delta} = \Re \frac{J_0^2}{4N\delta}.$$

Erfolgen  $\zeta$ -Entladungen pro Sekunde, so ist die in der Sekunde entwickelte Wärmemenge

$$Q = \Re \frac{\zeta}{4N\delta} J_0^2. \quad (3)$$

Vergleicht man dies mit Gl. (1), so folgt

$$J_{\text{eff}}^2 = \frac{\zeta}{4N\delta} \cdot J_0^2.$$

$J_{\text{eff}}^2$  wird gewöhnlich als „Stromeffekt“ \*) bezeichnet. Unter dem „Stromeffekt einer einzigen Entladung“ soll verstanden werden der Beitrag, den eine einzige Entladung zum gesamten Stromeffekt liefert, d. h. der  $\zeta$ -te Teil von  $J_{\text{eff}}^2$

$$= \frac{J_0^2}{4N\delta}.$$

b. Da der effektive Widerstand  $\Re$  eines Drahtes von der Frequenz abhängt, so gilt dasselbe auch von den Angaben der Hitzdrahtinstrumente. Man kann sie von der Frequenz unabhängig machen und ermöglicht in den meisten Fällen gleichzeitig eine Eichung mit Gleichstrom, wenn man sehr dünne Hitzdrähte verwendet [38b], deren Durchmesser den in Tab. VIII angegebenen Betrag \*\*) nicht übersteigt.

c. Bei ungedämpften Schwingungen, wenn sie annähernd sinusförmig sind, erhält man aus den Angaben eines mit Gleichstrom geeichten Hitzdrahtinstrumentes unmittelbar die Stromamplitude.

Bei gedämpften Schwingungen trifft dies nicht zu, da der Ausschlag hier überhaupt nicht nur durch die Stromamplitude, sondern auch noch durch das Dekrement  $\delta$  der Schwingung und die Entladungszahl  $\zeta$  bedingt ist (Gl. 3). Nur wenn man beide kennt, kann

\*) Ebenso heißt „Spannungseffekt“  $\mathcal{Q}_{\text{eff}}^2$  der

$$\text{Mittelwert von } \mathcal{Q}^2 = \frac{\zeta}{4N\delta} \cdot \mathcal{Q}_0^2.$$

\*\*) Man zerstört die Unabhängigkeit von der Frequenz wieder, sobald man etwa einen Nebenschluß an dem Instrument anbringt, um die Empfindlichkeit zu regulieren.

man aus den Ausschlägen eines Hitzdrahtinstruments die Stromamplitude nachträglich berechnen.

Eine Methode zur Bestimmung des Dekrements wird später angegeben werden [72 ff.]. Die Entladungszahl kann bei Verwendung von Funkeninduktoren und irgendwelchen Motorunterbrechern aus der Tourenzahl des Unterbrechers immer bestimmt werden, vorausgesetzt, daß bei jeder Unterbrechung nur eine Entladung erfolgt, so daß Unterbrechungszahl und Entladungszahl identisch sind. Im allgemeinen ist das nicht der Fall\*): ist der Primärstrom genügend groß, so bekommt man bei jeder Unterbrechung mehrere Entladungen und Funken, sog. „Partialfunken“. Ob eine oder mehrere Entladungen auf eine Unterbrechung fallen, kontrolliert\*\*) man am besten in einem langsam rotierenden Spiegel. Erscheint von der Funkenstrecke ein Bild wie dasjenige in der Photographie Fig. 53, so liegt



Fig. 53.

der erste Fall vor; hat das Bild die Gestalt von Fig. 54, so hat man es mit dem zweiten Fall zu tun. Dieser zweite Fall ist bei Messungen



Fig. 54.

und in der Praxis möglichst zu vermeiden, da die Schwingungen meist unregelmäßig sind, wenn man nicht eine Funkenstrecke in Wasserstoff<sup>39)</sup> oder als Funkenstrecke eine Quecksilberbogenlampe<sup>39)</sup> benutzt [104].

#### 44. Technische Hitzdrahtinstrumente.

Die technischen Hitzdrahtstrom- oder -spannungsmesser sind ohne Vorschaltwiderstand oder Nebenschluß auch für schnelle Schwin-

\*) Entsprechendes gilt für den Zusammenhang zwischen Wechselzahl und Entladungszahl beim Betrieb mit Wechselstrom.

\*\*) Bei einiger Übung hört man leicht, ob Partialfunken vorhanden sind: der Funken wird mehr zischend als knallend.

gungen brauchbar. Besonders für diesen Zweck geeignet sind die Instrumente — zum Teil „Wattmeter“ genannt —, welche z. B. die Firma



Fig. 55.

Hartmann & Braun (Frankfurt a. M.-Bockenheim) speziell für schnelle Schwingungen herstellt (Fig. 55). Nähere Angaben über die In-

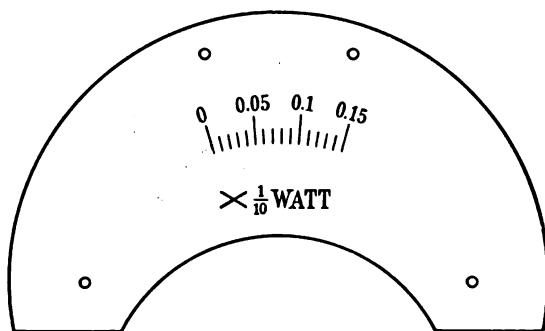


Fig. 56.

strumente älterer (Fig. 55) und neuerer Konstruktion — die Skala eines solchen ist in Fig. 56 abgebildet — enthält die Tabelle auf S. 72.

#### 45. Hitzdraht-Luftthermometer.

Ein besonders einfaches Instrument ist das Rieß'sche Luftthermometer oder Hitzdraht-Luftthermometer (Fig. 57). Es besteht in seiner älteren Form aus einem Glaskolben, der mit einem Alkoholmanometer und einem Glashahn versehen ist, durch welchen Druckdifferenzen gegen die Außenluft ausgeglichen werden können. In den Glaskolben führen von oben durch einen Stopfen hindurch zwei

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

dicke Drähte, zwischen denen der eigentliche dünne Hitzdraht sich befindet. Wird Strom durch das Instrument geschickt, so erwärmt sich der dünne Hitzdraht und damit auch die Luft im Glaskolben. Die dadurch hervorgerufene Druckzunahme im Glaskolben zeigt das Manometer an.

Die Instrumente neuerer Art <sup>40)</sup> (Fig. 58) unterscheiden sich von den älteren dadurch, daß der Hitzdraht im unteren Teil des Gefäßes

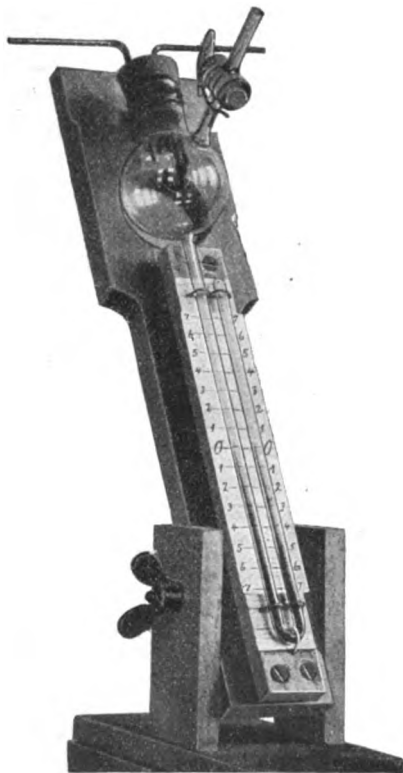


Fig. 67.

sich befindet, daß das Gefäß mit einem evakuierten und event. an der Innenseite versilberten Mantel umgeben ist, daß das nahezu horizontale Kapillarrohr nur einen kurzen Flüssigkeitsfaden enthält, dessen Bewegung die Volumänderung, nicht die Druckänderung der Luft im Gefäß anzeigt. Diese Instrumente sind bedeutend empfindlicher und nahezu unabhängig von äußeren Einflüssen.

#### 46. Bolometer <sup>41)</sup>.

Man macht den Hitzdraht zu einem Zweig einer Wheatstone'schen Brückenordnung (Fig. 59) und stellt die Brücke so ein, daß

kein Strom durch das Galvanometer  $g$  geht. Sobald dann ein Wechselstrom  $i$  durch den Draht  $w$  (A B) geschickt wird, erwärmt er sich

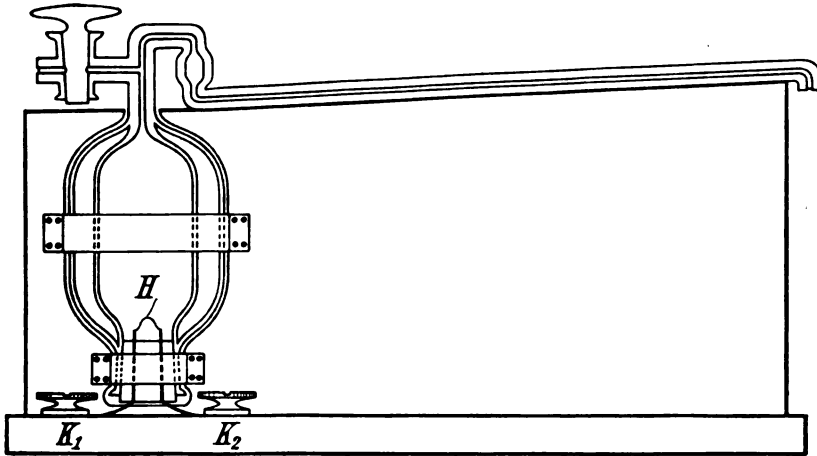


Fig. 58.

und infolge davon ändert sich sein Widerstand. Das Galvanometer zeigt einen Ausschlag, der ziemlich genau dem Stromeffect des Wechselstroms proportional ist.

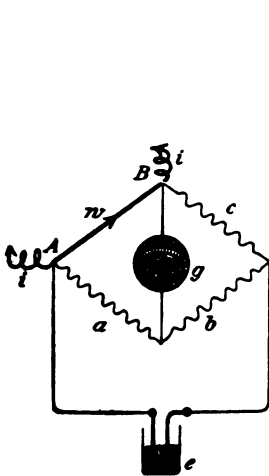


Fig. 59.

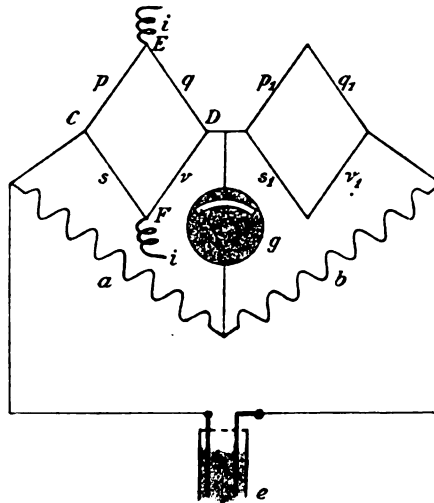


Fig. 60.

Eine etwas abweichende Anordnung des Bolometers ist in Fig. 60 dargestellt. Die Verzweigung  $pqr$ , die an Stelle von  $w$  in Fig. 59, und die Verzweigung  $p_1q_1r_1s_1$ , die an Stelle von  $c$  in Fig. 59 steht, sind aus dünnem Eisen- oder Platindraht und möglichst gleich ge-

macht. Ferner sind die Zweige  $p + q$ ,  $r + s$  so abgeglichen, daß das Galvanometer  $g$  keinen Ausschlag zeigt, wenn in  $E$  und  $F$  ein konstanter Strom zu- bzw. abgeleitet wird; es sind dann die Punkte  $C$  und  $D$  bei konstantem Strom auf derselben Spannung.

Diese Anordnung hat den Vorteil:

1. daß das Bolometer von Schwankungen der Zimmertemperatur weniger abhängig wird, da dadurch die Verzweigung  $p q r s$  und  $p_1 q_1 r_1 s_1$  in gleicher Weise beeinflußt werden;

2. daß von dem Wechselstrom  $i$ , der in  $A$  und  $B$  dem Bolometer zugeführt wird, höchstens ein ganz kleiner Teil in die übrigen Teile der Brücke oder in

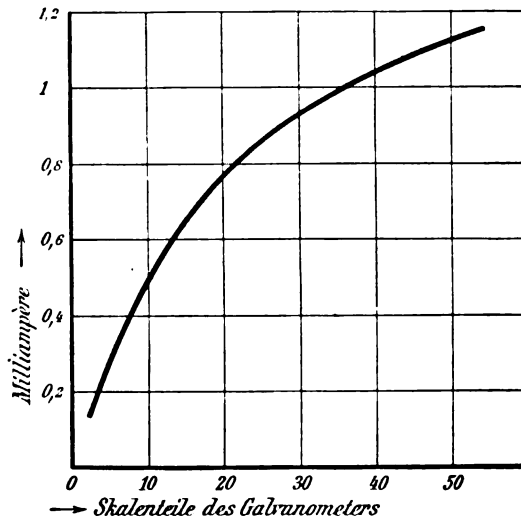


Fig. 61.

das Galvanometer gelangt\*), da die Punkte  $C$  und  $D$  auch bei variablem Strom wenigstens sehr annähernd auf konstanter Spannung sind.

Ein Vorteil der einfacheren Anordnung Fig. 59 ist dagegen der, daß man in einfacher Weise den Hitzdraht in eine Glasröhre einschließen und diese evakuieren kann. Dadurch wird der Wärmeverlust durch Wärmeleitung stark reduziert und die Empfindlichkeit bedeutend gesteigert (Fessenden, Tissot). Ebenso bereitet bei dieser Anordnung die Verwendung extrem dünner Drähte geringere Schwierigkeiten als bei der Anordnung von Fig. 60. Auch dadurch erzielt man eine große Empfindlichkeit, wie die nebenstehende Eichkurve (Fig. 61) zeigt, die sich auf ein Bolometer von Béla Gáti mit einem 0,002 bis 0,003 mm dicken Golddraht bezieht\*\*).

\*) Bei der Anordnung Fig. 59 müssen zu diesem Zweck Drosselspulen zu beiden Seiten des Hitzdrahts eingeschaltet werden.

\*\*) Galvanometer = Drehspulgalvanometer mit direkter Ablesung: 1 Skalenteil =  $10^{-6}$  Amp. — Béla Gáti verwendet statt der Brückenordnung zum Teil eine besondere Kompensationsschaltung.



## 47. Thermoelement.

a. Klemenčič hat den Thermoelementen, die zur Messung von elektrischen Schwingungen dienen sollen, die Form von Fig. 62\*) gegeben. A und B sind dickere Drähte, durch welche die Schwingungen geleitet werden. Die Drähte c und d stehen mit einem Galvanometer in Verbindung, und  $a_1 a_2$ ,  $b_1 b_2$  sind sehr dünne Drähte aus verschiedenem Material (z. B. Konstantan und Eisen oder Konstantan und Platin). Gehen Schwingungen durch die Drähte A B, so erwärmen sich die Drähte  $b_1 a_2$  und damit auch die Berührungsstellen der Drähte  $a_1 a_2$  und  $b_1 b_2$ , und zwar mehr als die Lötstellen  $a_1 c$  und  $b_2 d$ . Die Folge dieser ungleichen Erwärmung ist die Entstehung einer thermoelektrischen elektromotorischen Kraft und ein Ausschlag im Galvanometer.

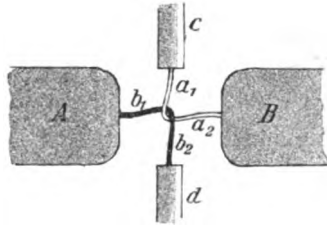


Fig. 62.

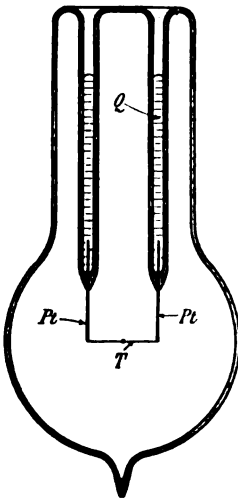


Fig. 63.

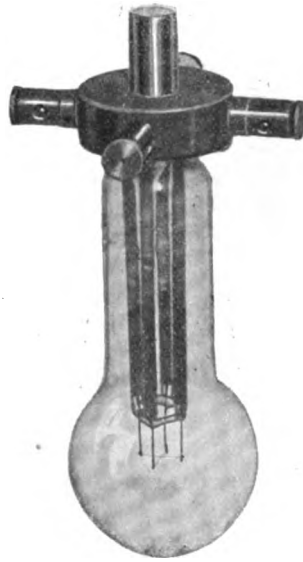


Fig. 64.

b. Die Empfindlichkeit dieser Thermoelemente wird bedeutend gesteigert, wenn man sie nach dem Vorgang von P. Lebedew in einen hoch evakuierten Raum einschließt. Eine sehr bequeme Form hat H. Brandes<sup>42)</sup> angegeben. In Fig. 63 ist ein schemati-

\*) Starke Vergrößerung.

scher Durchschnitt durch zwei von den vier Zuleitungen, in Fig. 64 das ausgeführte Instrument abgebildet\*).

c. Ein Vorteil des Thermoelements gegenüber dem Bolometer besteht darin, daß man kein Hilfselement (e, Fig. 59) und keine Abgleichung der Brücke braucht: das Thermoelement ist stets gebrauchsfertig.

Gegenüber den Hitzdrahtluftthermometern und technischen Hitzdrahtinstrumenten besitzen Bolometer und Thermoelemente den großen Vorteil, daß eine sehr geringe Wärmeentwicklung und damit ein sehr geringer Aufwand an Energie genügt, um einen kräftigen Ausschlag hervorzurufen, und zwar umsomehr, je empfindlicher das verwendete Galvanometer ist. Für viele Zwecke reichen die bequemen Drehspulgalvanometer mit direkter Ablesung aus. Bei Messungen, bei denen jede Energieabgabe aufs äußerste beschränkt werden muß, ist die Verwendung eines gut, aber nicht extrem stark gedämpften Spiegelgalvanometers am Platze.

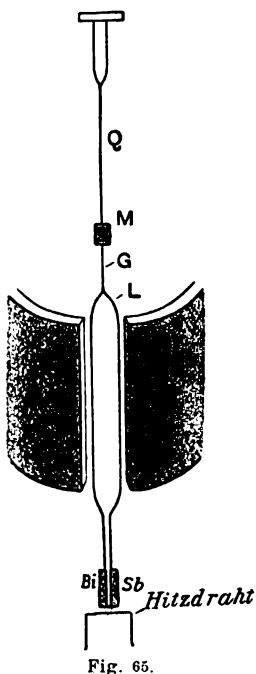


Fig. 65.

#### 48. Thermogalvanometer.

An Empfindlichkeit ist sowohl dem Thermoelement als dem Bolometer gewöhnlicher Ausführungsform ein Instrument überlegen, das W. Duddell<sup>43)</sup> im Anschluß an eine Anordnung von C. V. Boys für Messungen mit schnellen Schwingungen konstruiert hat: das Thermogalvanometer.

Das Prinzip ist das folgende. Zwischen den Polen eines Hufeisenmagneten N und S (Fig. 65) schwebt ganz ähnlich wie bei einem Drehspulgalvanometer ein beweglicher Rahmen L. An dem unteren Teil des Rahmens befindet sich ein

Thermoelement (Antimon-Wismut), das eine sehr hohe elektromotorische Kraft gibt. Unter der einen Lötstelle wird ein Hitzdraht oder feiner Goldblattstreifen bzw. Streifen eines Platinspiegels auf Glas vorbeigeführt, durch den die Schwingungen hindurchgeschickt werden. Dadurch erwärmt sich der Streifen und damit auch die Löt-

\*) Für Laboratoriumszwecke ist ein Nachteil der evakuierten Thermoelemente und Bolometer, daß sie sehr leicht durchbrennen, da die Herstellung zuverlässiger Sicherungen nicht leicht ist, und daß sie, einmal durchgebrannt, nicht repariert werden können. Bei nicht evakuierten Bolometern oder Thermoelementen zieht man einfach einen neuen Draht auf.

stelle. Die Folge ist eine elektromotorische Kraft und ein Strom in dem Rahmen und die Folge davon, wie bei einem Drehspulgalvanometer, eine Drehung des Rahmens, die mit Spiegel und Skala abgelesen werden kann.

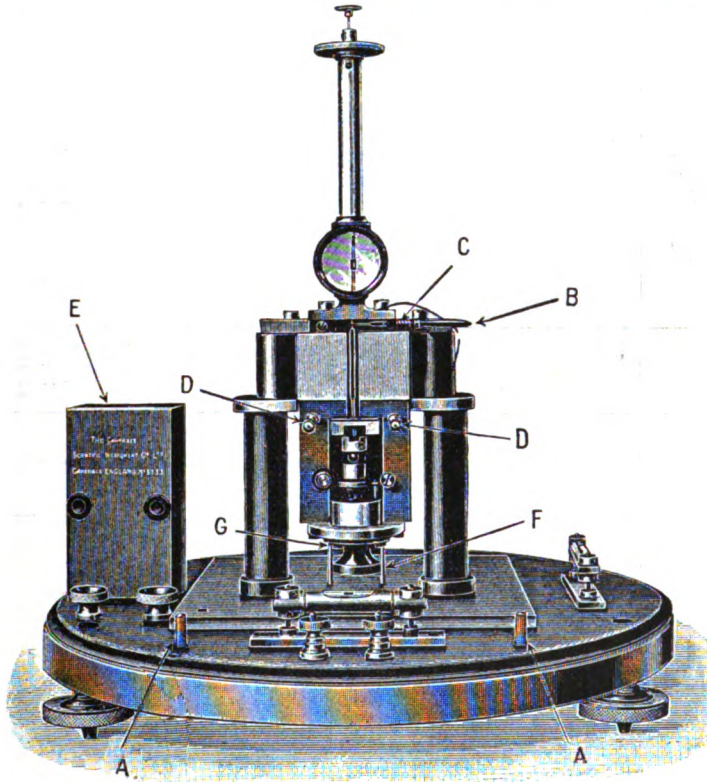


Fig. 66.

Die Ansicht des ausgeführten Instruments<sup>\*)</sup>, das sich nicht nur durch Empfindlichkeit, sondern auch durch Bequemlichkeit auszeichnen soll, stellt Fig. 66 dar.

#### 49. Zusammenstellung der Empfindlichkeit verschiedener Meßinstrumente<sup>44)</sup>.

Die folgende Tabelle enthält den Wattverbrauch bei den verschiedenen Instrumenten für 100 mm bzw. Skalenteile Ausschlag. Man bekommt dadurch ein Maß für die Empfindlichkeit der verschiedenen Instrumente. Nicht gleichbedeutend damit ist die praktische Brauchbarkeit, für welche noch ganz andere Eigenschaften in Betracht kommen.

<sup>\*)</sup> In der Ausführungsform der Cambridge Scientific Instrument Co. Die Fig. 65 u. 66 sind einer Broschüre dieser Gesellschaft entnommen.

Art des Instrumentes	Konstanten des verwendeten Galvanometers	Art der Ablesung	Widerstand in Ohm	Zusammengehörige Werte von Strom und Ausschlag	Wattverbrauch für 100 mm bzw. Skalentelle Ausschlag
Hitzdraht-Luftthermometer. Kupferdraht von 0,02 mm Durchmesser, 1 cm Länge <sup>1)</sup>	—	Direkte Ablesung	0,78	100 mm Ausschlag 0,178 Amp.	$247 \times 10^{-4}$
Hitzdraht-Luftthermometer. Manganindraht von 0,02 mm Durchmesser, 3,6 cm Länge <sup>1)</sup>	—	"	34	100 mm Ausschlag 0,024 Amp.	$200 \times 10^{-4}$
Hitzdrahtinstrument sog. Wattmeter von Hartmann & Braun (ältere Konstr.) <sup>2)</sup>	—	"	13	Ganze Skala 0,088 Amp.	$1000 \times 10^{-4}$
Hitzdrahtinstrument sog. Wattmeter von Hartmann & Braun (neue Konstr.) <sup>2)</sup>	—	"	9,37	Ganze Skala = ca. 45 mm. 0,04 Amp.	$333 \times 10^{-4}$
Bolometer von Béla Gáti. Platindraht von 0,0025 mm Durchmesser <sup>3)</sup>	Widerstand = 60 Ohm Empfindl. 1° = $10^{-6}$ Amp.	"	44	10° Ausschlag 0,001 Amp.	$4,4 \times 10^{-4}$
Bolometer, nicht evakuiert. Eisendraht von 0,02 mm Durchmesser <sup>4)</sup>	Widerstand = 225 Ohm Empfindl 1 mm = $8,55 \times 10^{-9}$ Amp.	Spiegel- <sup>5)</sup> Ablesung	1,8	100 mm Ausschlag 0,0117 Amp.	$2,46 \times 10^{-4}$
Dasselbe Bolometer evakuiert <sup>4)</sup>	"	"	2,2	100 mm Ausschlag 0,002 Amp.	$0,088 \times 10^{-4}$
Thermoelement von Voegé. Eisen und Konstanten 0,02 mm Durchmesser <sup>6)</sup>	Widerstand = 30 Ohm Empfindl. 1 Skl. = $2,5 \times 10^{-8}$ Amp.	"	3,6	100 mm Ausschlag 0,0126 Amp.	$5,68 \times 10^{-4}$
Brandes'sches Thermoelement. Eisen u. Konstanten 0,025 mm Durchmesser. Nicht evak. <sup>7)</sup>	Widerstand = 60 Ohm Empfindl. 1 mm = $8,55 \times 10^{-9}$ Amp.	"	5,1	100 mm Ausschlag 0,036 Amp.	$66,1 \times 10^{-4}$
Dasselbe Thermoelement evakuiert <sup>7)</sup>	"	"	5,1	100 mm Ausschlag 0,006 Amp.	$2 \times 10^{-4}$
Duddell-Thermogalvanom. Gold heater <sup>8)</sup>	—	"	18	100 mm Ausschlag. $320 \times 10^{-6}$ Amp.	$0,046 \times 10^{-4}$
Duddell-Thermogalv. Platin auf Glas <sup>8)</sup>	—	"	103	" 138,4 $\times 10^{-6}$ "	$0,049 \times 10^{-4}$
"	—	"	202,5	" 110 $\times 10^{-6}$ "	$0,061 \times 10^{-4}$
"	—	"	363	" 92,4 $\times 10^{-6}$ "	$0,077 \times 10^{-4}$
"	—	"	1071	" 48,4 $\times 10^{-6}$ "	$0,063 \times 10^{-4}$
"	—	"	3367	" 35,2 $\times 10^{-6}$ "	$0,104 \times 10^{-4}$
"	—	"	13910	" 12,4 $\times 10^{-6}$ "	$0,055 \times 10^{-4}$

<sup>1)</sup> Versuche im physik. Institut Braunschweig — <sup>2)</sup> Angabe der Firma Hartmann & Braun. — <sup>3)</sup> Mitteilung von Herrn Béla Gáti — Brückenstrom 0,03 Amp. — <sup>4)</sup> Versuche im physik. Institut Braunschweig — Brückenstrom 0,09 Amp., Strom durch den Bolometerdraht 0,04 Amp. — <sup>5)</sup> Bei Spiegelablesung ist hier und im folgenden ein Skalenabstand von 1 mm angenommen. <sup>6)</sup> E.T.Z. 1906 S. 467. — <sup>7)</sup> Versuche im physik. Institut Braunschweig. — <sup>8)</sup> In der Ausführung der Cambridge Scientific Instrument Co. Broschüre dieser Gesellschaft.

## Kapitel IV.

# Gekoppelte Systeme<sup>45)</sup>.

### § 1. Allgemeines über Koppelung.

#### 50. Magnetische, galvanische, elektrische Koppelung.

Man bezeichnet zwei elektromagnetische Systeme (Oszillatoren oder geschlossene Stromkreise) als „gekoppelt“, wenn sie so angeordnet sind, daß Schwingungen im einen System stets auch Schwingungen

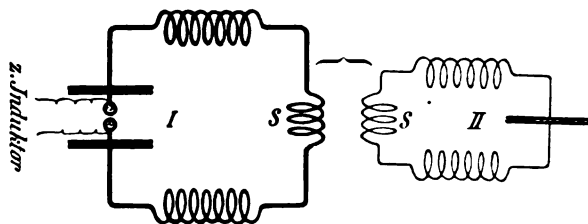


Fig. 67.

im anderen zur Folge haben. Dasjenige System, in welchem die Energie z. B. durch einen Funkeninduktor oder eine ähnliche Energiequelle zuerst angehäuft wird, nennt man „Primärsystem“, das andere „Sekundärsystem“.

#### a. Magnetische oder induktive Koppelung.

Die Einwirkung zwischen den beiden Systemen wird nur durch ihr magnetisches Feld vermittelt: die beiden Systeme induzieren aufeinander\*). Fig. 67 stellt einen derartigen Fall für zwei Kondensatorkreise dar; die Klammer an den beiden Spulen S soll hier wie im folgenden bedeuten, daß die beiden aufeinander induzieren.

\*) Für die elektromotorischen Kräfte  $\mathcal{E}_{i1}$  bzw.  $\mathcal{E}_{i2}$ , die in I durch das Sekundärsystem bzw. in II durch das Primärsystem induziert werden, gilt bekanntlich

$$\mathcal{E}_{i10} = \omega L_{12} \cdot J_{20}; \quad \mathcal{E}_{20} = \omega L_{21} \cdot J_{10}^{46)}.$$

### b. Galvanische Koppelung.

In Fig. 68, die eine derartige Schaltung zeigt, ist es praktisch, den stark ausgezogenen Teil als Primärsystem, den schwach ausgezogenen zusammen mit der Spule S als Sekundärsystem anzusprechen; Spule S ist also beiden Systemen gemeinsam. Man kann sich vorstellen, daß die Schaltung Fig. 68 aus derjenigen von Fig. 67 hervorgegangen ist, indem man beide Spulen S von Fig. 67 etwa zu-

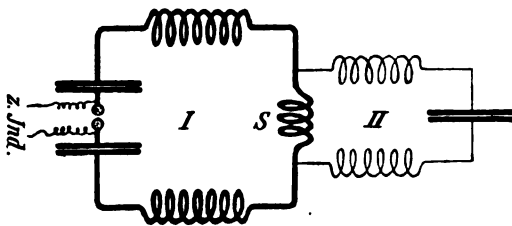


Fig. 68.

erst nebeneinander auf einen gemeinsamen Kern wickelte, wie etwa die Spulen  $S_1$  und  $S_2$  von Fig. 69, und dann schließlich ganz zusammenfallen ließ. Bei dieser Vorstellung ist es selbstverständlich, daß auch hier wie in Fig. 67 eine magnetische Koppelung vorhanden ist: der Strom  $J_1$  im Primärsystem liefert einen magnetischen Induktionsfluß durch die Spule S; dieser muß im Sekundärsystem eine EMK induzieren, da S auch dem Sekundärsystem angehört.



Fig. 69.

Zu der magnetischen kommt aber hier noch eine andere Art von Koppelung hinzu. Wenn S in Fig. 68 einen induktionslosen (z. B. elektrolytischen) Widerstand bedeutete, und man ordnete die beiden Systeme so an, daß keine magnetischen Induktionslinien des einen durch das andere hindurchgehen können, so würde trotzdem eine Koppelung der beiden Kreise vorhanden sein, obwohl jede Beeinflussung durch das magnetische Feld ausgeschlossen ist. Der Strom im Primärsystem würde zwischen den Enden von S eine Spannung hervorrufen, die ihrerseits zu einem Strom im Sekundärsystem Veranlassung geben würde. Diese Art von Koppelung bezeichnet man als „galvanische“.

Der Fall von Fig. 68 repräsentiert also eine Verbindung von magnetischer und galvanischer Koppelung, die sehr häufig als „direkte Schaltung“ oder „direkte Koppelung“ bezeichnet wird<sup>17)</sup>.

In diesem Fall kommen zu den elektromotorischen Kräften  $\mathcal{E}_{i_1}$  und  $\mathcal{E}_{i_2}$ , die durch die magnetische Koppelung im Primär- und Sekundärsystem hervorgerufen werden, noch andere elektromotorische Kräfte  $\mathcal{E}_{g_1}$  bzw.  $\mathcal{E}_{g_2}$ , erzeugt durch die galvanische Koppelung, hinzu. Und zwar ist<sup>16)</sup>

$$\begin{aligned}\mathcal{E}_{g_{10}} &= \Re J_{20}; \quad \mathcal{E}_{i_{10}} = \omega \mathfrak{L} \cdot J_{20} \\ \mathcal{E}_{g_{20}} &= \Re J_{10}; \quad \mathcal{E}_{i_{20}} = \omega \mathfrak{L} \cdot J_{10}\end{aligned}$$

( $\Re$  bzw.  $\mathfrak{L}$  effektiver Widerstand bzw. Selbstinduktionskoeffizient der Spule S Fig. 68). Daraus folgt

$$\frac{\mathcal{E}_{i_{10}}}{\mathcal{E}_{g_{10}}} = \frac{\mathcal{E}_{i_{20}}}{\mathcal{E}_{g_{20}}} = \frac{\omega \mathfrak{L}}{\Re}.$$

D. h. es verhalten sich die Amplituden der durch die magnetische Koppelung induzierten elektromotorischen Kräfte zu den durch die galvanische Koppelung hervorgerufenen wie die Induktanz der Spule S zu ihrem Widerstand. Nach 40 a ist aber im Gebiet der drahtlosen Telegraphie die Induktanz jeder Drahtleitung aus nicht extrem dünnem Draht meist viel größer als der Widerstand.

In allen praktisch wichtigen Fällen braucht man also bei gemeinsamer magnetischer und galvanischer Koppelung (direkter Schaltung) nur den Einfluß der magnetischen Koppelung in Betracht zu ziehen. Die Schaltung von Fig. 68 kann also als praktisch identisch mit der Schaltung Fig. 67 angesehen werden.

#### c. Elektrische Koppelung.

Die Einwirkung der beiden Kondensatorkreise von Fig. 70 aufeinander wird durch das elektrische Feld zwischen den Kondensator-

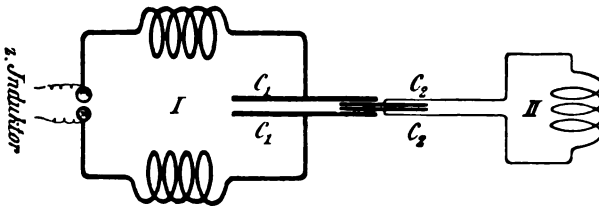


Fig. 70.

belegungen vermittelt: sobald zwischen den Belegungen von  $C_1$  ein elektrisches Feld vorhanden ist, tritt auch zwischen denjenigen von  $C_2$  eine Spannung auf. Schwingungen im Primärkreis haben also notwendig auch Schwingungen im Sekundärkreis zur Folge.

Abänderungen der Schaltung von Fig. 70, bei welchen auch elektrische Koppelung vorliegt, sind in den Fig. 71 und 72 wiedergegeben.

In allen Fällen, in denen elektrische Koppelung praktisch verwendet wird, besteht sie darin, daß beide Systeme einen oder mehrere Kondensatoren gemein-

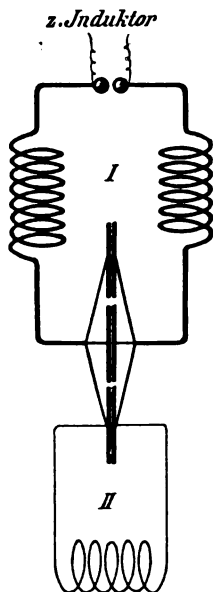


Fig. 71.

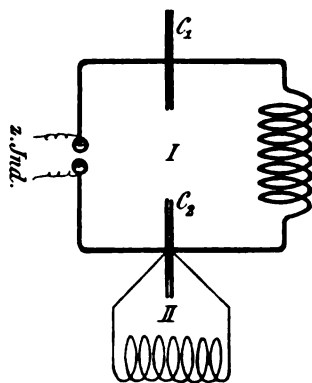


Fig. 72.

sam haben. Bei Fig. 71 und 72 ist dies ohne weiteres klar. Man erkennt es aber auch in dem allgemeinsten Fall, wenn man bedenkt, daß eine Anordnung der

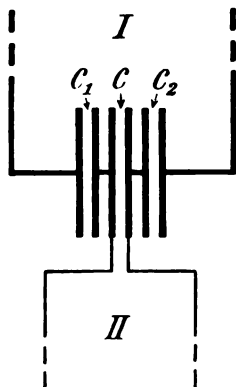


Fig. 73 a.

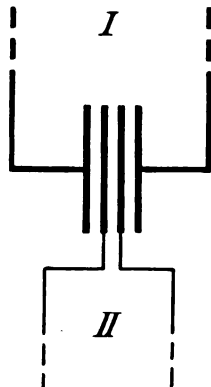


Fig. 73 b.

Form Fig. 73a aufgefaßt werden kann als 3 in Serie geschaltete Kondensatoren  $C_1 C C_2$ , von denen der mittlere  $C$  beiden Systemen gemeinsam ist (Fig. 73b)<sup>46)</sup>.



### 51. Lose und feste Koppelung.

a. Jede Koppelung zwischen zwei Systemen hat nicht nur eine Wirkung des Primärsystems auf das sekundäre, sondern auch eine Rückwirkung des Sekundärsystems auf das primäre zur Folge. Ist die Rückwirkung so gering, daß sie die Schwingungen im Primärsystem nicht merklich beeinflusst, so sagt man, die Koppelung der beiden Systeme sei „lose“. Ist die Rückwirkung stark, so spricht man von einer „festen“ Koppelung. Bei magnetischer Koppelung wird die Koppelung umso loser, je weiter man unter sonst gleichen Umständen die Systeme voneinander entfernt, bei kombinierter magnetischer und galvanischer Koppelung (direkter Schaltung), je mehr man den gemeinsamen Teil der beiden Systeme reduziert.

b. Ein gewisses\*) Maß für die Stärke der magnetischen Koppelung gibt der „Koppelungskoeffizient“.

Handelt es sich um Koppelung von zwei Systemen mit quasi-stationärer Strömung (zwei Kondensatorkreise oder ein Kondensatorkreis und ein offener Oszillator, in dem die Stromamplitude an den verschiedenen Stellen nicht merklich verschieden ist), so ist der Koppelungskoeffizient

$$K = \sqrt{\frac{L_{12} \cdot L_{21}}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}}.$$

Ist bei einem der beiden Systeme die Stromamplitude an verschiedenen Stellen verschieden, so ist

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{L}_{12} \mathfrak{L}_{21}}{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}} = \frac{\mathfrak{L}_{12}}{\sqrt{\mathfrak{L}_1 \mathfrak{L}_2}}.$$

Darin bedeutet  $\mathfrak{L}_1$  bzw.  $\mathfrak{L}_2$  die wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten,  $\mathfrak{L}_{12}$  bzw.  $\mathfrak{L}_{21}$  die „wirksamen wechselseitigen Induktionskoeffizienten“ der beiden Systeme. Die Größe von  $\mathfrak{L}_{12}$  bzw.  $\mathfrak{L}_{21}$  hängt von der Stromverteilung und von der Stelle, an welcher gekoppelt wird, ab\*\*). Sie unterscheidet sich von  $L_{12}$  bzw.  $L_{21}$ , dem Wert für quasistationären Strom in beiden Systemen, umsoweniger, je näher die Koppelungsstelle einem Strombauch liegt und je gleichförmiger die Stromverteilung auf dem Oszillator ist.

\*) Vgl. Fußnote S. 92.

\*\*) Bei sinusförmiger Stromverteilung [20] in einem der beiden Systeme ist

$$\mathfrak{L}_{12} = \mathfrak{L}_{21} = \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \cdot L_{12}.$$

wenn die Koppelungsstelle den Abstand  $x$  vom Strombauch besitzt und  $\lambda$  die Wellenlänge der Schwingung ist.

## § 2. Lose Koppelung gedämpft schwingender Oszillatoren.

### 52. Koppelung zwischen Oszillator und geschlossenem Stromkreis.

a. Ein Oszillator, z. B. der Kondensatorkreis I Fig. 74, sei mit einem geschlossenen Stromkreis (II Fig. 74) extrem lose gekoppelt. Es entstehen dann im geschlossenen Stromkreis Schwingungen, sobald im Oszillator Schwingungen erregt werden. Die Frequenz und das Dekrement dieser Schwingungen sind dieselben wie im Oszillator. Ein Unterschied gegenüber den Schwingungen im Oszillator besteht

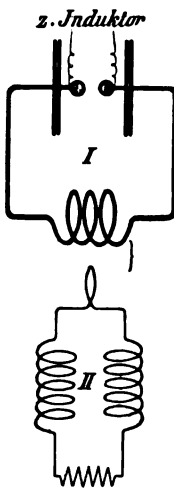


Fig. 74.

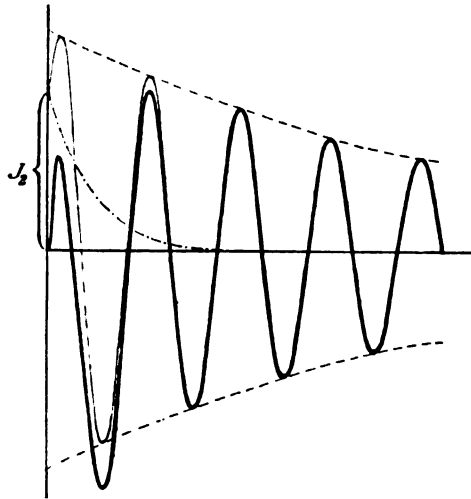


Fig. 75.

aber darin, daß im geschlossenen Stromkreis die Amplitude der Schwingungen im ersten Moment nicht im Maximum ist, sondern erst allmählich ansteigt, wie es Fig. 75 für einen bestimmten Fall zeigt\*).

b. Die Anordnung von Fig. 74 wird besonders häufig in der Weise praktisch gebraucht, daß im geschlossenen Stromkreis sich ein Meßinstrument befindet, das ein in den Oszillator selbst eingeschaltetes Meßinstrument ersetzen soll. Es muß in diesem Fall verlangt werden,

1. daß die Wärmeentwicklung  $Q$  in dem Instrument proportional ist derjenigen Wärmeentwicklung  $Q'$ , die man in demselben Instru-

\*) Mathematisch ausgedrückt rührt das davon her, daß zu der Schwingung ein Strom von der Form  $J = J_0 e^{-\frac{\Re}{2}t}$  hinzukommt ( $t$  = Zeit,  $\Re$  Widerstand,  $\mathfrak{L}$  Selbstinduktionskoeffizient des geschlossenen Stromkreises).

ment bekommen würde, wenn es in den Oszillator selbst eingeschaltet wäre, d. h.

$$Q = A \cdot Q';$$

2. daß der Proportionalitätsfaktor  $A$  von der Frequenz unabhängig ist\*).

Im allgemeinen ist nicht einmal die erste Bedingung erfüllt wegen der in **a** besprochenen Komplikationen, die im Anfang der Schwingung auftreten. Sie wird befriedigt, wenn im geschlossenen Stromkreis der Widerstand ungefähr gleich oder größer als die Induktanz ist;  $A$  ist aber dann stark von der Frequenz abhängig. Beiden Bedingungen wird genügt, wenn im geschlossenen Stromkreis die Induktanz sehr groß gemacht wird gegen den Widerstand.

c. Ist die Koppelung lose, aber nicht extrem lose, so daß die Rückwirkung auf den Oszillator zwar nicht unmerklich, aber doch sehr gering wird, so ist man berechtigt zu sagen, daß durch die Rückwirkung der Selbstinduktionskoeffizient des Oszillators scheinbar verkleinert, der Widerstand scheinbar erhöht wird. Nach 5 und 10  $\Omega$  hat dies eine Vergrößerung von Frequenz und Dekrement zur Folge.

### 53. Extrem lose Koppelung zweier Oszillatoren (V. Bjerknes<sup>47a</sup>).

a. Es liegt im Begriff der extrem losen Koppelung, daß die Schwingungen im Primärsystem merklich dieselben sind wie vor der Koppelung. Im Sekundärsystem treten im allgemeinen zwei Schwingungen auf:

1. eine Schwingung von der Frequenz und dem Dekrement des Primärsystems: die „*erzwungene Schwingung*“;

2. eine von der Frequenz und dem Dekrement des Sekundärsystems: die „*Eigenschwingung*“.

b. Die Amplitude sowohl der erzwungenen als der Eigenschwingung wird ein Maximum, wenn die Frequenz von Primär- und Sekundärsystem dieselbe ist, wenn, wie man sagt, Primär- und Sekundärsystem „*auf einander abgestimmt*“ oder „*in Resonanz*“ sind. Dann haben die erzwungene Schwingung und die Eigenschwingung gleiche Frequenz und man kann beide Schwingungen als eine einzige auffassen.

Die Amplitudenkurve dieser einzigen Schwingung bestimmt sich in folgender Weise: Man zeichnet die Amplitudenkurve der er-

\*) Von der zweiten Bedingung kann man sich dann dispensieren, wenn die Anordnung nur zu Messungen bei einer einzigen Frequenz gebraucht wird.

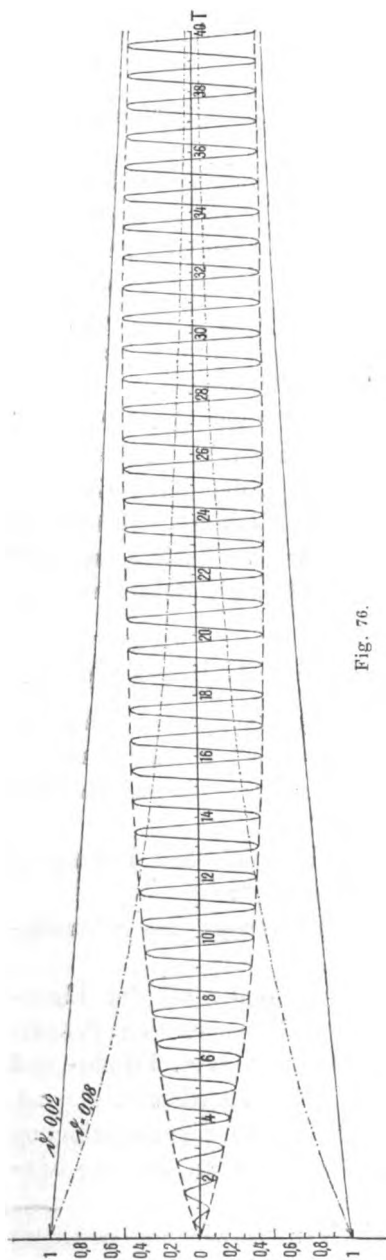


Fig. 76.

zwungenen Schwingung mit dem Dekrement  $\delta_1$  des Primärsystems (z. B. in Fig. 76 die ausgezogene Exponentialkurve), dann die Amplitudenkurve der Eigenschwingung mit dem Dekrement  $\delta_2$  des Sekundärsystems (z. B. in Fig. 76 die strichpunkturierte Kurve), und zwar die letztere Amplitudenkurve mit derselben Anfangsamplitude wie die erstere. Nun bildet man die Differenzkurve (gestrichelte Kurve von Fig. 76): diese ist die Amplitudenkurve der resultierenden Schwingung.

In Fig. 76 ist die Konstruktion durchgeführt für  $\delta_1 = 0,08$ ,  $\delta_2 = 0,02$ , in Fig. 77 für  $\delta_1 = 0,08$ ,  $\delta_2 = 0,2$ . Die erste entspricht ungefähr der Koppelung eines Kondensatorkreises mit Funkenstrecke und eines solchen ohne Funkenstrecke, aber mit einem Meßinstrument mäßiger Empfindlichkeit. Der zweite Fall liegt ungefähr vor bei der Koppelung eines Kondensatorkreises mit Funkenstrecke und eines geraden linearen Oszillators.

Wenn die Dekremente der beiden Schwingungen sehr viel verschieden sind, so fällt nach kurzer Zeit die Amplitudenkurve der resultierenden Schwingung beinahe zusammen mit der Amplitudenkurve der schwächer gedämpften Schwingung. Der Ablauf der Schwingung erfolgt nicht viel anders, als wenn die schwächer gedämpfte Schwingung allein vorhanden wäre. Daraus folgt:

1. das Primärsystem sei viel weniger gedämpft als das sekundäre: man erhält praktisch gesprochen auch

im Sekundärsystem dieselben schwach gedämpften Schwingungen wie im Primärsystem;

2. das Primärsystem sei sehr viel stärker gedämpft als das sekundäre: die Schwingungen verlaufen im Sekundärsystem praktisch so, wie wenn nur dessen schwach gedämpfte Eigenschwingungen vorhanden wären. Das Primärsystem dient nur dazu, um die Eigenschwingungen des Sekundärsystems zu erregen, „anzustoßen“.

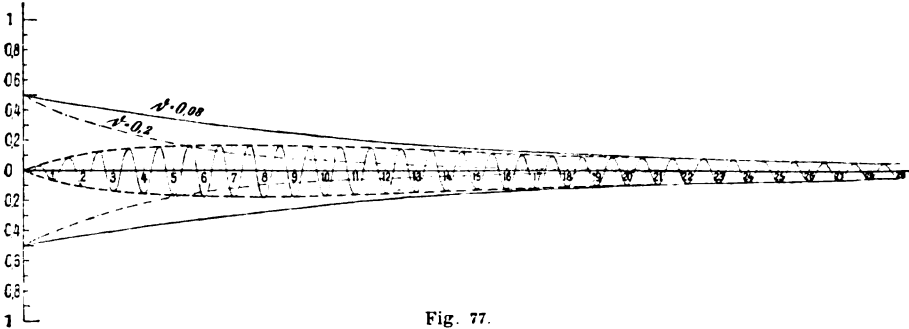


Fig. 77.

c. Aus der in b angegebenen Konstruktion der Amplitudenkurve geht hervor, daß der höchste Wert, den die Amplitude der resultierenden Schwingung bei Resonanz überhaupt annimmt, die sog. „Maximalamplitude“ ( $J_{\max}$ ), keinesfalls größer sein kann als die Amplitude  $J_0$  der erzwungenen Schwingung. Für diese letztere gilt bei zwei Systemen mit quasistationärer\*) Strömung

$$J_0 = \pi \cdot \frac{L_{21}}{\Omega_2 (\delta_1 - \delta_2)} \cdot J_{10},$$

für die Maximalamplitude

$$J_{\max} = \frac{\pi}{\delta_2} \cdot \left( \frac{\delta_1}{\delta_2} \right)^{\frac{b_1}{b_2 - b_1}} \cdot \frac{L_{21}}{\Omega_2} J_{10}.$$

#### 54. Lose Koppelung zweier Oszillatoren (M. Wien)<sup>48)</sup>.

Ist die Koppelung nicht extrem lose, aber doch so lose, daß  $K^2 < \left( \frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi} \right)^2$  ist, so macht sich eine geringe Rückwirkung bemerkbar. Infolge davon ändert sich, zum mindesten in erster Annäherung, nur die Dämpfung der beiden Schwingungen. Das Dekrement der schwächer gedämpften Schwingung wird erhöht, dasjenige der stärker gedämpften Schwingung erniedrigt, die Werte der beiden Dekremente also einander genähert.

\*) Bei nicht quasistationärem Strom ist in dem Ausdruck  $J_0$  bzw.  $J_{\max}$   $L_{21}$  durch  $\Omega_{21}$  zu ersetzen und unter  $J_0$  bzw.  $J_{\max}$  der Wert im Strombauch zu verstehen.

Die Beziehungen, welche für die neuen Dekremente  $\delta^I$  und  $\delta^{II}$  bei Primär- systemen ohne Funkenstrecke gelten, sind:

$$\left. \begin{aligned} \delta^I &= \frac{1}{2} (\delta_1 + \delta_2 + 2\pi K_1) \\ \delta^{II} &= \frac{1}{2} (\delta_1 + \delta_2 - 2\pi K_1) \end{aligned} \right\} K_1^2 = \left( \frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi} \right)^2 - K^2$$

oder solange  $K$  klein ist gegen  $\frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi}$

$$\delta^I = \delta_1 + \frac{\pi^2 K^2}{\delta_2 - \delta_1}$$

$$\delta^{II} = \delta_2 - \frac{\pi^2 K^2}{\delta_2 - \delta_1}.$$

Bei einem Primärsystem mit Funkenstrecke scheint infolge der Rückwirkung des Sekundärsystems das Dekrement während des Ablaufs der Entladung stark zuzunehmen und zwar umsomehr, je größer der Koppelungskoeffizient ist (vgl. 59)<sup>48)</sup>.

### § 3. Feste Koppelung abgestimmter, gedämpft schwingender Systeme.

#### 55. Die Form der Schwingung.

Zwei abgestimmte Oszillatoren, die vor ihrer Koppelung die Frequenz  $N$  und die Dekremente  $\delta_1$  und  $\delta_2$  hatten, werden gekoppelt. Die Koppelung soll nicht lose sein, so daß jedenfalls

$$K^2 > \left( \frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi} \right)^2 *),$$

also:

$$K'^2 = K^2 - \left( \frac{\delta_1 - \delta_2}{2\pi} \right)^2 > 0 \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

st. Überall, wo es sich um einigermaßen feste Koppelung handelt, ist  $K^2$  ziemlich viel größer als  $\left( \frac{(\delta_1 - \delta_2)}{2\pi} \right)^2$ , also  $K'$  nicht viel verschieden vom Koppelungskoeffizienten  $K^*$ ).

Dann treten nach der Koppelung sowohl im Primär- als im Sekundärsystem zwei Schwingungen auf mit zwei verschiedenen Frequenzen  $N^I$  und  $N^{II}$  und zwei verschiedenen Dekrementen  $\delta^I$  und  $\delta^{II**}$ ).

Bezeichnet wie bisher  $J_1$  bzw.  $\mathcal{U}_1$  Strom und Spannung im Primärsystem,  $J_2$  bzw.  $\mathcal{U}_2$  dasselbe im Sekundärsystem, so ist sowohl  $J_1$

\*) In dem sehr ungünstigen Falle  $\delta_1 = 0,08$ ,  $\delta_2 = 0,2$  muß  $K > 0,02$  sein; für  $K > 0,1$  wird  $K'$  in allen praktischen Fällen merklich identisch mit  $K$ .

\*\*) Vgl. aber 59.

(bezw.  $\mathcal{J}_1$ ) als  $J_2$  (bezw.  $\mathcal{J}_2$ ) die Resultante von zwei Schwingungen. Man kann also schreiben:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= J_1^I + J_1^{II} \\ \mathcal{J}_1 &= \mathcal{J}_1^I + \mathcal{J}_1^{II} \end{aligned} \right\} \text{ für das Primärsystem,}$$

$$\left. \begin{aligned} J_2 &= J_2^I + J_2^{II} \\ \mathcal{J}_2 &= \mathcal{J}_2^I + \mathcal{J}_2^{II} \end{aligned} \right\} \text{ für das Sekundärsystem.}$$

Von diesen vier Schwingungen haben

$$\left. \begin{aligned} J_1^I \text{ (bezw. } \mathcal{J}_1^I) \\ J_2^I \text{ (bezw. } \mathcal{J}_2^I) \end{aligned} \right\} \text{ die Frequenz } N^I \text{ bzw. die Wellen-} \\ \text{länge } \lambda^I, \text{ das Dekrement } \mathfrak{d}^I,$$

$$\left. \begin{aligned} J_1^{II} \text{ (bezw. } \mathcal{J}_1^{II}) \\ J_2^{II} \text{ (bezw. } \mathcal{J}_2^{II}) \end{aligned} \right\} \text{ die Frequenz } N^{II} \text{ bzw. die Wellen-} \\ \text{länge } \lambda^{II}, \text{ das Dekrement } \mathfrak{d}^{II}.$$

### 56. Die Frequenz der Schwingungen.

#### a. Primärsystem ohne Funkenstrecke.

Es möge der Index I für die Schwingung mit der höheren Frequenz, also kürzeren Wellenlänge, gebraucht werden. Dann gelten die Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} N^I &= \frac{N}{\sqrt{1-K'}} \\ N^{II} &= \frac{N}{\sqrt{1+K'}} \end{aligned} \right\} \frac{N^I}{N^{II}} = \sqrt{\frac{1+K'}{1-K'}} \dots \dots (1)$$

bezw.

$$\left. \begin{aligned} \lambda^I &= \lambda \sqrt{1-K'} \\ \lambda^{II} &= \lambda \sqrt{1+K'} \end{aligned} \right\} \frac{\lambda^I}{\lambda^{II}} = \sqrt{\frac{1-K'}{1+K'}}.$$

Je größer also  $K'$ , d. h. je fester die Koppelung ist, umso mehr weichen die Frequenzen (Wellenlängen) der entstehenden Schwingungen voneinander und von der ursprünglich gemeinsamen Frequenz (Wellenlänge) ab.

#### b. Primärsystem mit Funkenstrecke.

Auch in diesem Falle bestehen zwischen den Frequenzen nach der Koppelung und derjenigen vor der Koppelung Beziehungen von der Form der Gleichungen (1). Unsicher, aber auch praktisch gleichgültig ist, ob der darin auftretende Faktor  $K'$  zu dem Koppelungskoeffizienten  $K$  und den Dekrementen in der Beziehung von 55 Gl. (1) steht. Die Größe, welche die Stärke der Koppelung tatsächlich bestimmt und direkt experimentell gemessen werden kann, ist auch bei Systemen ohne Funkenstrecke der Faktor  $K'$ .

Man bezeichnet  $K'$  häufig als „Koppelungsgrad“. Der Wert desselben wird vielfach in Prozenten angegeben: ein „30%iger Koppe-

lungsgrad“ soll also heißen:  $K' = 0,3$ . Die Beziehung zwischen  $N^I$ ,  $N^{II}$ ,  $N$  bzw.  $\lambda^I$ ,  $\lambda^{II}$  u.  $\lambda$  ist in Tab. X für die verschiedenen Werte von  $K$  gerechnet.

### 57. Die Dekremente der Schwingungen.

a. Primärsystem ohne Funkenstrecke (P. Drude)<sup>48a)</sup>.

Zwischen den Dekrementen vor und nach der Koppelung bestehen die Beziehungen:

$$\left. \begin{aligned} \delta^I &= \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \frac{N^I}{N} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \frac{\lambda}{\lambda^I} \\ \delta^{II} &= \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \frac{N^{II}}{N} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot \frac{\lambda}{\lambda^{II}} \end{aligned} \right\} \frac{\delta^I}{\delta^{II}} = \frac{N^I}{N^{II}} = \frac{\lambda^{II}}{\lambda^I}.$$

Während also für geringe Koppelungsgrade die Dekremente der beiden Schwingungen annähernd gleich dem Mittelwert der Dekre-

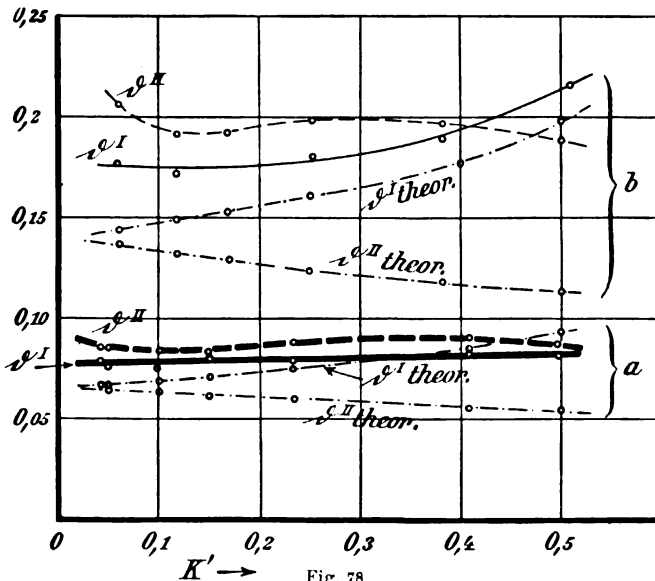


Fig. 78.

mente vor der Koppelung sind, wird mit Steigerung des Koppelungsgrads das Dekrement der Schwingung mit der kürzeren Wellenlänge größer, das Dekrement der Schwingung mit der längeren Wellenlänge kleiner als jener Mittelwert.

Die stärkste Koppelung, die theoretisch möglich ist, ist  $K' = 1$ . Die stärkste Koppelung, die im allgemeinen praktisch realisierbar ist, ist etwa  $K' = 0,6$ . Bei dieser Koppelung wird

$$\begin{aligned} N^I &= 1,6 N; & \delta^I &= 0,8 (b_1 + b_2), \\ N^{II} &= 0,8 N; & \delta^{II} &= 0,4 (b_1 + b_2). \end{aligned}$$



Praktisch wird also die Frequenz und das Dekrement der Schwingung mit der kürzeren Wellenlänge höchstens doppelt so groß als bei der Schwingung mit der längeren Wellenlänge.

**b. Primärsystem mit Funkenstrecke (C. Fischer)<sup>8)</sup>.**

In diesem Falle gelten die Beziehungen von **a** nicht.

1. Es ist das Dekrement beider Schwingungen insbesondere bei schwacher Koppelung größer, als sie nach Gl. (2) sein sollte.

2. Es ist durchaus nicht allgemein die Schwingung mit der kürzeren Wellenlänge die stärker gedämpfte. Sie ist im Gegen-

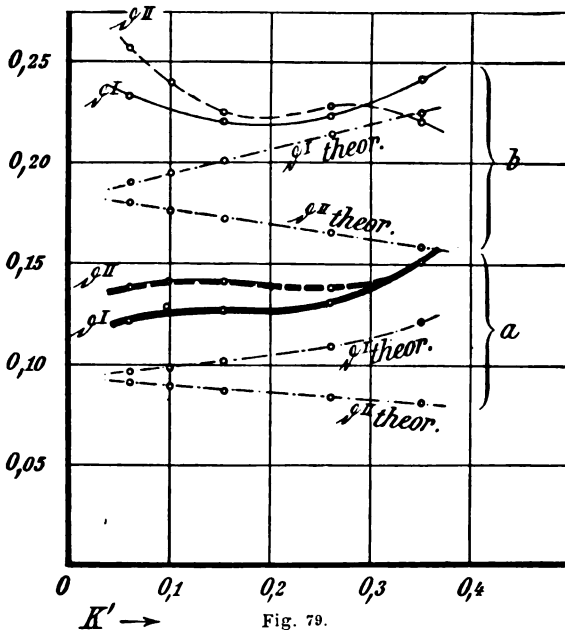


Fig. 79.

teil meist schwächer gedämpft als die Schwingung mit der größeren Wellenlänge.

Wie die Verhältnisse bei der Koppelung eines Kondensatorkreises mit Funkenstrecke mit einem solchen ohne Funkenstrecke liegen, geht aus den Beobachtungen von C. Fischer<sup>8)</sup> hervor, deren Resultate in den Fig. 78 und 79 dargestellt sind. Fig. 78 bezieht sich auf den Fall, daß die Kapazitäten von Primär- und Sekundärsystem nahezu gleich sind\*), während bei Fig. 79\*\*) die Kapazität des Primärsystems bedeutend größer als diejenige des Sekundärsystems war.

\*)  $C_1 = C_2 = 0,85 \cdot 10^{-8} \text{MF.}$   $Q_1 = Q_2 = \text{ca. } 22000 \text{ C.G.S.}$  Funkenlänge 6 mm.

\*\*)  $C_1 = 5,29 \cdot 10^{-3} \text{MF.}$   $Q_1 = 6230 \text{ C.G.S.}$  Funkenlänge ca. 6,8 mm.  
 $C_2 = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{MF.}$   $Q_2 = 73000 \text{ C.G.S.}$

### 58. Amplitude und Phase der Schwingungen <sup>49)</sup>.

#### a. Amplitude\*).

Die Stromamplituden\*) der einzelnen Schwingungen verhalten sich annähernd wie ihre Frequenzen, d. h.

$$\frac{J_{10}^I}{J_{10}^{II}} = \frac{J_{20}^I}{J_{20}^{II}} = \frac{N^I}{N^{II}} = \frac{\lambda^{II}}{\lambda^I}.$$

Die Stromamplitude der Schwingung mit der kürzeren Wellenlänge ist also größer als die Schwingung mit der größeren Wellenlänge.

Nimmt man die Anfangsspannung  $\mathfrak{A}_{10}$  des Primärsystems als gegeben an, so ergeben sich für Strom- und Spannungsamplitude in einem Sekundärsystem mit quasistationärer Strömung die folgenden Ausdrücke\*\*):

$$\begin{aligned}\mathfrak{A}_{20}^I &= \mathfrak{A}_{20}^{II} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_1}{\mathfrak{G}_2}} \cdot \mathfrak{A}_{10} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_2}{\mathfrak{G}_1}} \cdot \mathfrak{A}_{10} \\ J_{20} &= \pi N^I \sqrt{\mathfrak{G}_1 \mathfrak{G}_2} \cdot \mathfrak{A}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_2}{\mathfrak{G}_1}} \cdot J_{10}^I = \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_1}{\mathfrak{G}_2}} \cdot J_{10}^{II} \\ J_{20}^{II} &= \pi N^{II} \sqrt{\mathfrak{G}_1 \mathfrak{G}_2} \cdot \mathfrak{A}_{10} = \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_2}{\mathfrak{G}_1}} \cdot J_{10}^I = \sqrt{\frac{\mathfrak{G}_1}{\mathfrak{G}_2}} \cdot J_{10}^{II}\end{aligned}$$

#### b. Phase.

Rechnet man als positive Stromrichtung in beiden Systemen diejenige der Schwingung I, so nimmt das Vektordiagramm die Form

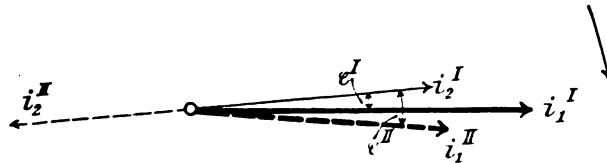


Fig. 80.

von Fig. 80 an. Die Phasenwinkel  $\varphi^I$  und  $\varphi^{II}$  bestimmen sich annähernd aus

$$\begin{aligned}\operatorname{tg} \varphi^I &= \frac{\mathfrak{d}_2 - \mathfrak{d}_1}{2\pi} \cdot \frac{1}{K'} \cdot \frac{N}{N^I} \\ \operatorname{tg} \varphi^{II} &= \frac{\mathfrak{d}_2 - \mathfrak{d}_1}{2\pi} \cdot \frac{1}{K'} \cdot \frac{N}{N^{II}}\end{aligned}$$

In allen praktischen Fällen sind diese Winkel sehr klein, wenn

\*) Bei nicht quasistationärer Strömung in einem der beiden Systeme ist unter Stromamplitude der Wert im Strombauch zu verstehen.

\*\*) Bei nicht quasistationärem Strom in einem der beiden Systeme gelten diese Beziehungen, soweit sie die Spannungen enthalten, zum Teil nur annähernd; die anderen sind richtig, wenn man unter Stromamplitude diejenige im Strombauch versteht.

die Koppelung einigermaßen fest ist\*). Es gilt dann annähernd: von den Schwingungen derselben Frequenz, die in Primär- und Sekundärssystem vorhanden sind, ist das eine Paar ( $J_1^I$  und  $J_2^I$ ) nahezu gleichphasig, das andere ( $J_1^{II}$  und  $J_2^{II}$ ) nahezu um  $180^\circ$  in der Phase verschoben.

c. Die Maximalamplitude der resultierenden Schwingung im Sekundärssystem hängt nicht nur von der Amplitude der beiden Schwingungen, sondern auch noch von ihrer Phase und Dämpfung ab.

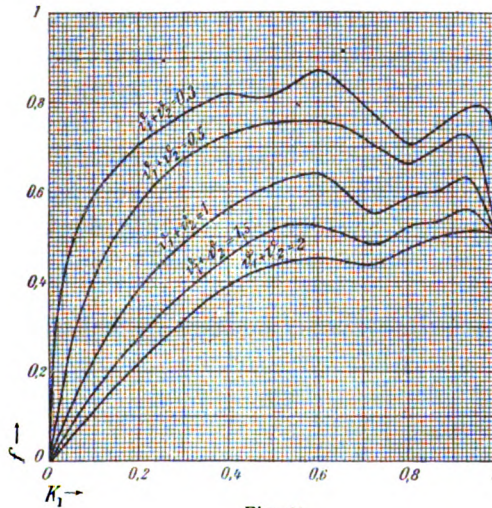


Fig. 81.

Enthält das Primärssystem keine Funkenstrecke, so gilt bei quasistationärem Strom im Sekundärssystem (P. Drude)<sup>50)</sup>:

$$\mathcal{J}_{2\max} = f \cdot \sqrt{\frac{\mathcal{G}_1}{\mathcal{G}_2}} \cdot \mathcal{J}_{10} = f \sqrt{\frac{\mathcal{L}_2}{\mathcal{L}_1}} \cdot \mathcal{J}_{10}$$

$$J_{2\max} = 2\pi N f \sqrt{\mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2} \cdot \mathcal{J}_{10}^*).$$

Darin bedeutet  $f$  einen Faktor, der von der Summe der Dekremente  $\delta_1 + \delta_2$  vor der Koppelung und vom Koppelungsgrad in einer Weise abhängt, wie es in Fig. 81 dargestellt ist.

Bei Primärssystemen mit Funkenstrecke ist der Verlauf der Kurven für  $f$  ein etwas anderer. Der Unterschied scheint, soweit die Frage bis jetzt untersucht wurde (J. Zenneck, C. Fischer), hauptsächlich darin zu liegen, daß die Kurven zwischen  $K' = 0,2$  und  $0,4$  entweder ein wirkliches Maximum haben oder wenigstens von diesem Werte an nicht mehr weiter ansteigen.

\*) Es sei  $\delta_1 = 0,08$ ,  $\delta_2 = 0,2$ : dann braucht  $K'$  nur groß gegen  $0,02$  zu sein. Bei weniger gedämpftem Sekundärssystem liegt der Fall noch günstiger.

### 59. Koppelung stark gedämpfter Primärsysteme mit Funkenstrecke. Stoßerregung (M. Wien)<sup>51)</sup>.

Die in 55—58 angegebenen Beziehungen erleiden eine wichtige Ausnahme, wenn das Primärsystem mit Funkenstrecke sehr viel stärker gedämpft ist als das sekundäre: man erhält im Sekundärsystem auch noch bei fester Koppelung praktisch die schwach gedämpften Eigenschwingungen desselben. Das Primärsystem, der „Stoßkreis“, dient nur dazu, die Eigenschwingungen des Sekundärsystems „anzustoßen“ („Stoßerregung“). Es wird dies, wie es scheint, dadurch ermöglicht, daß im Primärsystem infolge der Rückwirkung des Sekundärsystems das Dekrement während der Entladung rasch zunimmt, so daß schon nach wenigen Perioden der Primärstrom unmerklich klein und die Funkenstrecke nicht mehr leitend, das Primärsystem also offen ist. Ist es das, so verlaufen die Schwingungen im Sekundärsystem so, wie wenn das Primärsystem überhaupt nicht vorhanden wäre.

Die Amplitude der Schwingungen im Sekundärsystem hängt ab:

1. von dem Verhältnis des Dekrements des Primärsystems zu demjenigen des Sekundärsystems,
2. von dem Koppelungsgrad,
3. von der Art der Funkenstrecke im Primärsystem.

Die günstigste Dämpfung im Primärsystem und den günstigsten Koppelungsgrad probiert man am besten aus. Bezüglich der Art der Funkenstrecke hat sich herausgestellt, daß unterteilte Funkenstrecken unter sonst gleichen Umständen besser sind als einfache und Funkenstrecken in Wasserstoff\*) besser als solche in Luft\*)<sup>52)</sup>. Sehr geeignet als Funkenstrecken sind auch gut evakuierte Quecksilberbogenlampen geeigneter Konstruktion [103 ff.].

Die Schwingungsamplitude, die man im Sekundärsystem tatsächlich erreicht, kann sehr groß sein, außerordentlich viel größer als bei den in 2 angegebenen Verfahren, bei denen man mit der Spannungsamplitude über einige Volt nicht hinaufgehen darf.

## § 4. Die Koppelung ungedämpft schwingender Systeme.

### 60. Koppelung mit einem geschlossenen Stromkreis.

In einem geschlossenen Stromkreis, der mit einem ungedämpft schwingenden System lose gekoppelt ist, erhält man ebenfalls un-

\*) Bei Atmosphärendruck.

gedämpfte Schwingungen. Unmittelbar nach Stromschluß treten aber dieselben Komplikationen auf, die bei gedämpften Schwingungen [52] besprochen wurden.

Im Gegensatz zu den Verhältnissen dort wird aber der Ausschlag eines in dem geschlossenen Kreis befindlichen Meßinstruments durch diese Komplikationen nicht berührt. Es ist, vorausgesetzt, daß die Schwingungen sinusförmig sind, die Wärmeentwicklung  $Q$  in einem solchen Instrument stets proportional derjenigen Wärmeentwicklung  $Q'$ , die in demselben Instrument vorhanden sein würde, wenn es in das Primärsystem selbst eingeschaltet wäre. Es ist also immer

$$Q = A Q'.$$

Damit der Proportionalitätsfaktor  $A$  von der Frequenz unabhängig wird, muß auch hier wie bei gedämpften Schwingungen die Induktanz des geschlossenen Stromkreises groß gegen den Widerstand sein.

### 61. Lose Koppelung mit einem Oszillator.

a. Wie bei gedämpften Oszillatoren [53] erhält man im Sekundärsystem zwei Schwingungen:

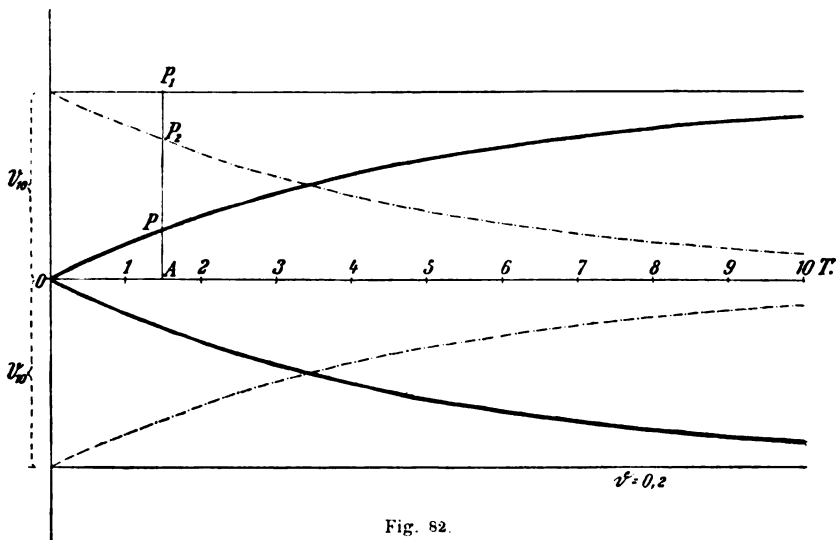


Fig. 82.

1. eine erzwungene, ungedämpfte von der Frequenz des Primärsystems;
2. die gedämpfte Eigenschwingung des Sekundärsystems.

b. Die Amplituden der beiden Schwingungen werden ein Maximum, wenn das Sekundärsystem in Resonanz ist mit

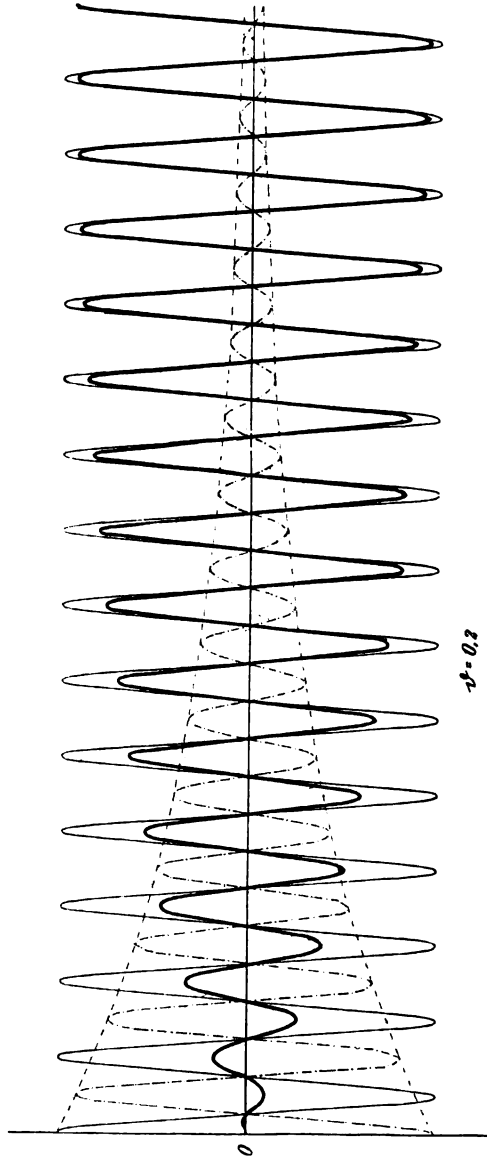


Fig. 83.

dem primären. Dann können beide Schwingungen als eine einzige aufgefaßt werden.

Für die Amplitudenkurve gilt genau das bei gedämpften

Schwingungen [53b] Gesagte; nur werden die Verhältnisse dadurch etwas einfacher, daß die Amplitudenkurve der erzwungenen Schwingung eine Gerade ist. Die Konstruktion ist für ein Beispiel in Fig. 82\*) ausgeführt, in Fig. 83\*) sind die Schwingungskurven eingezeichnet.

Wie die Kurven zeigen, steigt die Amplitude im Sekundärsystem erst allmählich an. Der Anstieg erfolgt umso langsamer, je länger der Ablauf der Eigenschwingungen dauert, d. h. je schwächer gedämpft das Sekundärsystem ist. Aber je schwächer gedämpft es ist, umso höher ist auch der Wert, den die Amplitude schließlich erreicht: er ist dem Dekrement umgekehrt proportional. Es gilt nämlich für die Stromamplitude nach Ablauf der Eigenschwingungen:

$$J_{20} = \pi \frac{L_{21}}{\Omega_2} \cdot \frac{1}{d_2} \cdot J_{10},$$

Fig. 84 zeigt die Verhältnisse für ein Dekrement von 0,8 unter denselben Bedingungen und in demselben Maßstab wie Fig. 83, die sich auf ein Dekrement 0,2 bezog.

c. Die Amplitude, zu der die Schwingung im Sekundärsystem bei Resonanz schließlich ansteigt, ist sehr viel größer, als sie sein würde, wenn das Sekundärsystem nicht abgestimmt oder durch einen geschlossenen Stromkreis gebildet wäre. Der Grund dafür ist der folgende. Dem Sekundärsystem wird bei loser Koppelung vom Primärsystem nur wenig Energie während einer Periode zugeführt. Aber diese Energie wird nur zum Teil vom Sekundärsystem verbraucht, der andere Teil im Sekundärsystem angesammelt. Infolge davon wächst mit jeder Periode der Energievorrat, der im Sekundärsystem aufgespeichert wird. Das geht so lange fort, bis

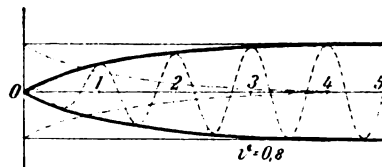


Fig. 84.

durch die Steigerung der Amplitude der Energieverbrauch im Sekundärsystem so groß geworden ist, daß er der Energiezufuhr durch das Primärsystem das Gleichgewicht hält. Es tritt dies umso eher ein, je größer im Sekundärsystem der Energieverbrauch im Verhältnis zur vorhandenen Energie, d. h. [10d] je größer das Dekrement ist.

\*) Erzwungene Schwingung: dünn ausgezogen. Eigenschwingung: strichpunktiert. Resultierende Schwingung: stark ausgezogen.

### 62. Feste Koppelung mit einem Oszillator.

Über die Vorgänge bei fester Koppelung läßt sich nur schwer etwas Allgemeines sagen aus folgendem Grund. Ein ungedämpft schwingendes Primärsystem läßt sich nur dadurch herstellen, daß demselben als Ersatz für die Energie, die es bei der Schwingung verbraucht, stets neue Energie zugeführt wird. Davon, wie diese Energiezufuhr durch die Rückwirkung des Sekundärsystems beeinflußt wird, hängen die Vorgänge in hohem Maße ab.

**a.** Der einfachste Fall liegt vor, wenn die Energiezufuhr derart ist, daß im Primärsystem stets konstante Stromamplitude erhalten bleibt. Dann sind die Verhältnisse im Sekundärsystem genau wie bei loser Koppelung \*).

Man kann diesen Fall realisieren, wenn man an die Pole einer Wechselstrommaschine unter Vorschaltung von sehr viel Widerstand die Primärspule eines Funkeninduktors anschließt, an dessen Sekundärspule Kondensatoren angeschlossen sind. Die Kondensatoren mit der Sekundärspule bilden das Sekundärsystem \*). Wenn der Vorschaltwiderstand groß ist im Verhältnis zur Impedanz der Primärspule, so bleibt hier die Amplitude des Primärstroms, die fast ausschließlich durch den Vorschaltwiderstand bestimmt ist, unberührt von der Rückwirkung des Sekundärsystems.

**b.** Der zweite praktisch viel wichtigere Fall ist der, daß im Primärsystem die äußere elektromotorische Kraft nach Frequenz und Amplitude konstant gehalten wird. Man hat es wenigstens annähernd mit diesem Fall zu tun, wenn man die Primärspule eines Transformators oder Funkeninduktors an die Pole einer Wechselstrommaschine, die durch einen genügend starken Motor betrieben wird, anschließt und die Sekundärspule auf Kondensatoren arbeiten läßt.

Der Anstieg der Amplitude erfolgt bei Resonanz qualitativ in derselben Weise wie bei loser Koppelung [61] oder wie beim Fall **a**.

Ein großer Unterschied ist aber vorhanden: Variiert man die Frequenz des Sekundärsystems etwa dadurch, daß man die Kondensatoren ändert, so wird die Amplitude der Schwingungen im Sekundärsystem nicht dann ein Maximum, wenn die Eigenschwingungen des Sekundärsystems dieselbe Frequenz haben wie der Primärkreis. Das Maximum tritt vielmehr bei einer niedrigeren Frequenz des Sekundärsystems ein und zwar bei einer umso niedrigeren, je stärker

\*) Tatsächlich handelt es sich hier auch um geringe Rückwirkung des Sekundärsystems, obwohl der Koppelungskoeffizient unter Umständen einen großen Wert haben kann. Der Koppelungskoeffizient gibt in solchen Fällen kein richtiges Maß für die Rückwirkung.



die Koppelung ist \*). Der Grund dafür ist einfach der, daß der Strom im Primärsystem und damit auch die Energiezufuhr durchaus nicht

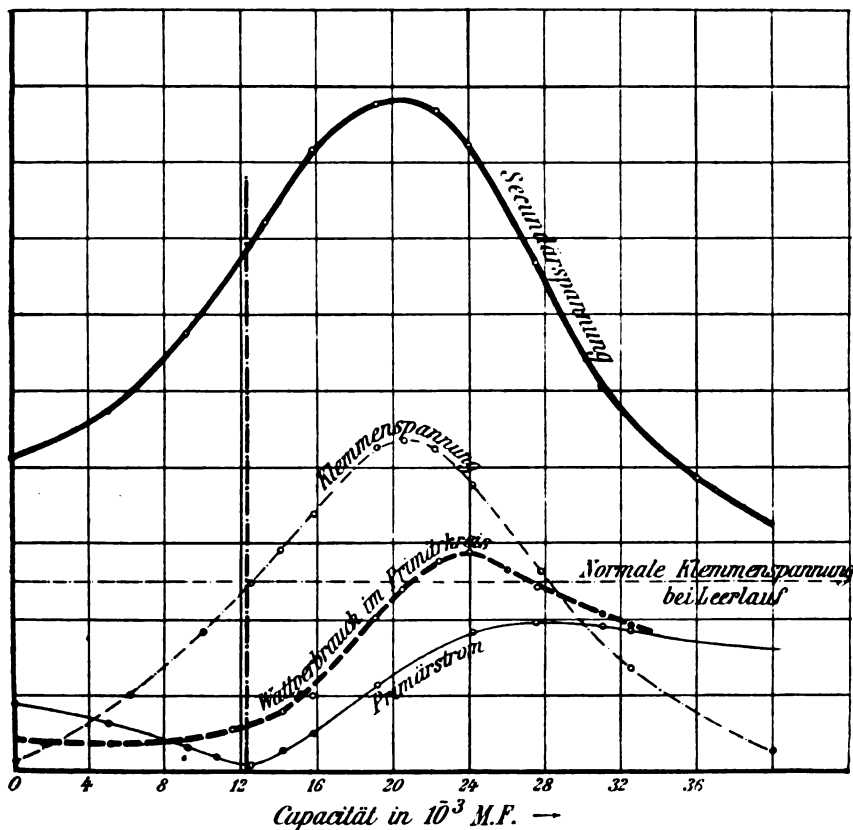


Fig. 85.

konstant, sondern unter dem Einfluß der Rückwirkung des Sekundärsystems bei der niedrigeren Frequenz sehr viel größer ist.

Die Kurven der Fig. 85, die einer Arbeit von G. Glage<sup>63)</sup> entnommen ist, illustrieren dies: als Abszissen sind die Werte der Kapazität im Sekundärsystem aufgetragen; was die Ordinaten bedeuten, ist an den Kurven angegeben. Die vertikale strichpunktiierte Linie bezeichnet diejenige Kapazität, bei welcher das isolierte Sekundärsystem dieselbe Frequenz besitzt wie der Primärkreis.

\*) Innerhalb gewisser Grenzen gilt für die Frequenz  $N_r$ , bei der die Amplitude ein Maximum wird, ungefähr

$$N_r = N_1 \sqrt{1 - K^2} \quad (K = \text{Koppelungskoeffizient}).$$

c. Noch viel verwickelter werden aber die Verhältnisse, wenn die ungedämpften Schwingungen nach dem Lichtbogenverfahren [107 ff.] erregt werden. Solange die Schwingungen für das Primärsystem eine Wechselstrommaschine liefert, solange bleibt wenigstens die Frequenz von der Koppelung unberührt\*). Bei der Lichtbogenanordnung muß aber die Rückwirkung des Sekundärsystems auch den Zustand des Lichtbogens beeinflussen, da dadurch der Primärstrom geändert wird. Von dem Zustand des Lichtbogens hängt wieder die Energiezufuhr durch die Gleichstromquelle ab und diese wirkt hier nicht nur auf die Amplitude, sondern auch auf die Frequenz, unter Umständen auch auf den Charakter der Schwingungen ein.

Man wird also bei der festen Koppelung von Systemen, deren Schwingungen durch den Lichtbogen erregt werden, durchaus nicht ebenso einfache Beziehungen zu erwarten haben, wie wenn die Schwingungen durch eine Wechselstrommaschine geliefert werden. Ausreichende Untersuchungen darüber liegen meines Wissens bis jetzt nicht vor.

### 63. Unterschied zwischen gedämpften und ungedämpften Schwingungen.

a. Überblickt man die Koppelung von gedämpften und ungedämpften Schwingungen, so scheint es, daß die ungedämpften Schwingungen durchaus nicht viel einfacher sind als die gedämpften. Wohl bekommt man schließlich auch im Sekundärsystem immer eine ungedämpfte Schwingung. Aber beim Einsetzen der Schwingung treten genau dieselben Komplikationen auf wie bei gedämpften Schwingungen.

Diese Komplikationen sind die folgenden:

1. Sekundärsystem = geschlossener Stromkreis: ein Strom von der Form

$$J = J_0 e^{-\frac{R}{L} t}.$$

2. Sekundärsystem = Oszillator: gedämpfte Schwingungen [61 und 62].

3. Sekundärsystem = Stromkreis mit Kapazität und Selbstinduktion, aber so hohem Widerstand, daß eigentliche Schwingungen nicht zu stande kommen können: Strom von der Form

$$J = J_0 (e^{-a_1 t} - e^{-a_2 t})$$

oder, falls der Selbstinduktionskoeffizient sehr klein ist:

$$J = J_0 e^{-\frac{1}{C\omega} t}.$$

---

\*) Vorausgesetzt nur, daß der Motor genügende Leistung besitzt.

Betrachtet man also den Schwingungsvorgang vom Einsetzen der Schwingung an, so ist derselbe tatsächlich bei ungedämpften Schwingungen um nichts einfacher als bei gedämpften.

**b.** Ganz anders werden aber die Verhältnisse für Messungen. Diese Störungen sind alle von der Art, daß sie nach einer Zeit, die im Maximum einige Sekunden, in wohl allen praktischen Fällen einige Tausendstel- oder nur Milliontelsekunden beträgt, praktisch abgelaufen sind.

Bei ungedämpften Schwingungen sind deshalb diese Störungen längst verschwunden, ehe das Instrument einen merkbaren Ausschlag zeigt. Für die Einstellung des Instruments sind nur die nachfolgenden ungestörten Schwingungen maßgebend.

Bei gedämpften Schwingungen dagegen kann die Zeit, während deren diese als Störung bezeichneten Erscheinungen ablaufen, gegen die Dauer der Primärschwingungen sehr wohl in Betracht kommen; sie können sogar länger andauern als diese [53 b 2]. So oft die Schwingungen des Primärsystems wieder erregt werden, so oft treten auch diese Störungen wieder auf. Die Wärmeentwicklung in einem Meßinstrument hängt deshalb ebensogut von diesen Störungen als von den durch das Primärsystem erzwungenen Schwingungen ab. Die Verhältnisse können deshalb sehr viel komplizierter werden als bei ungedämpften Schwingungen.

**c.** Die Folge davon ist, daß die Durchrechnung irgend eines Schwingungsproblems bei gedämpften Schwingungen im allgemeinen sehr viel schwieriger wird als bei ungedämpften. Wohl sind die Beziehungen zwischen Strom und Spannung bei gedämpften Schwingungen kaum verwickelter als bei ungedämpften. Aber bei ungedämpften Schwingungen ist der Ansatz berechtigt, daß in allen Teilen des Systems nur eine einfache ungedämpfte Schwingung vorhanden ist\*). Bei gedämpften Schwingungen dagegen darf durchaus nicht angenommen werden, daß in jedem Teil des Systems eine einfache gedämpfte Schwingung derselben Frequenz und desselben Dekrements vorliegt. Man muß stets auf die in **a** besprochenen Komplikationen Rücksicht nehmen. Erst wenn man sich überzeugt hat, daß dieselben unter den besonderen Bedingungen des Systems ohne merkbaren Einfluß sind, ist der Ansatz einer einzigen gedämpften Schwingung für das ganze System berechtigt.

---

\*) Von Oberschwingungen soll hier abgesehen werden.

## Kapitel V. Resonanzkurven<sup>54)</sup>.

### 64. Allgemeine Beziehungen.

Zwei Oszillatoren seien lose gekoppelt und in einem derselben werde die Frequenz allmählich verändert. Im Sekundärsystem werde der Stromeffect mit irgend einem Instrument bestimmt. Die beobachteten Stromeffecte  $J_{eff}^2$  werden als Ordinaten, die dazu gehörigen Frequenzen  $N_2$  bzw. Wechselzahlen  $n_2$  oder Wellenlängen  $\lambda_2$  des

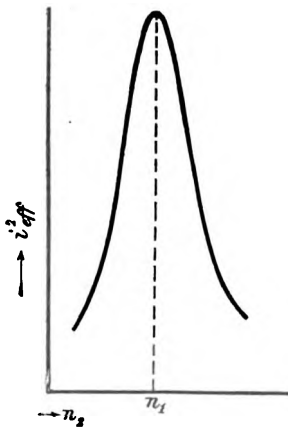
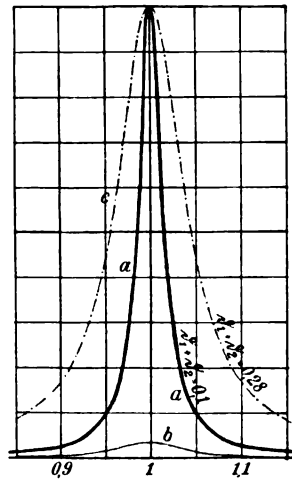


Fig. 86.



größten, wenn beide Systeme dieselbe Frequenz haben. Man bezeichnet die Abszisse des Scheitelpunkts der Resonanzkurve häufig als „Resonanzpunkt“.

b. Die Größe der Ordinate im Scheitelpunkt, d. h. die Größe, welche der Stromeffect im Sekundärsystem bei Resonanz erreicht, hängt wie die Maximalamplitude [53c] unter sonst gleichen Umständen vom Dekrement des Primär- und Sekundärsystems ab. Es ist der Stromeffect bei Resonanz:

$$J_{r\text{eff}}^2 = \frac{\mathcal{E}_{a0}^2}{2n^2 \mathcal{Q}_2^2} \cdot \frac{1}{b_1 b_2 (b_1 + b_2)} = \frac{\mathcal{E}_{a0}^2}{16 N^2 \mathcal{Q}_2^2} \cdot \frac{1}{b_1 b_2 (b_1 + b_2)} *),$$

bei ungedämpft schwingendem Primärsystem

$$J_{r\text{eff}}^2 = \frac{\mathcal{E}_{a0}^2}{2n^2 \mathcal{Q}_2^2} \cdot \frac{1}{b_2^2} = \frac{\mathcal{E}_{a0}^2}{8 N^2 \mathcal{Q}_2^2} \cdot \frac{1}{b_2^2} *).$$

In Fig. 87 entspricht Kurve a (wie Fig. 76) den Dekrementen  $b_1 = 0,08$ ,  $b_2 = 0,02$ , die Kurve b (wie Fig. 77)  $b_1 = 0,08$ ,  $b_2 = 0,2$ . Der Stromeffect bei Resonanz ist demnach bei der ersteren sehr viel größer als bei der zweiten.

c. Wichtig ist der mehr oder weniger spitze Verlauf der Resonanzkurve.

Um zwei Kurven daraufhin zu vergleichen, kann man die eine durch Änderung des Maßstabs auf denselben Scheitelpunkt bringen, vorausgesetzt, daß der Resonanzpunkt der beiden Kurven derselbe ist. Oder man trägt als Abszissen nicht die Wechselzahl  $n_2$  bzw. Frequenz  $N_2$  des veränderlichen Systems selbst, sondern ihr Verhältnis  $n_2/n_1$  zur Wechselzahl des unveränderten Systems (Resonanzwechselzahl) bzw. das Verhältnis  $N_2/N_1$  auf; und man benützt nicht den Stromeffect  $J_{\text{eff}}^2$  selbst als Ordinaten, sondern das Verhältnis zum Stromeffect bei Resonanz d. h.  $\frac{J_{\text{eff}}^2}{J_{r\text{eff}}^2}$ .

Dann gilt der Satz: Die Resonanzkurve verläuft im Scheitelpunkt umso flacher — die „Resonanzschärfe“\*\*) ist umso geringer —,

1. je größer die Summe der Dekremente  $b_1 + b_2$  von Primär- und Sekundärsystem ist;
2. je fester die Koppelung der beiden Systeme ist.

In Fig. 87, in der als Abszissen die Werte von  $n_2/n_1$  bzw.  $N_2/N_1$  aufgetragen sind, ist die Kurve b ( $b_1 + b_2 = 0,28$ ) durch Änderung des Maßstabs in die Kurve c übergeführt worden. Sie verläuft im Resonanzpunkt viel flacher

\*)  $\mathcal{E}_{a0}$  = Amplitude der auf das Sekundärsystem wirkenden EMK =  $\omega L_{21} \cdot J_{10}$ .

\*\*) Man kann als Maß für die Resonanzschärfe benützen den reziproken Wert des Krümmungsradius im Scheitelpunkt der Kurve. Er ist =  $\frac{2}{(b_1 + b_2)^2}$ .

als die derselben Koppelung entsprechende Kurve *a*, bei der die Summe der Dekremente geringer ( $b_1 + b_2 = 0,1$ ) ist. Andererseits stellen die Kurven *a* und *b* von Fig. 88 Resonanzkurven bei denselben Dekrementen, aber bei sehr verschiedener Koppelung dar. Die Kurve, die bei der stärkeren Koppelung aufgenommen wurde, ist etwas weniger spitz als die andere.

d. Was hier von den Resonanzkurven des Stromeffekts gesagt wurde, gilt qualitativ auch noch, wenn man als Ordinaten die Span-

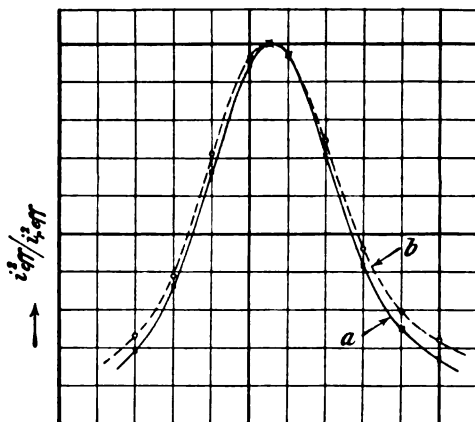


Fig. 88.

nungseffekte oder Maximalamplituden\*) — aufträgt. Auch diese Kurven besitzen in allen praktischen Fällen bei Gleichheit der Frequenz ein Maximum.

## § 1. Messung der Frequenz (Wellenlänge) durch Resonanz.

### 65. Prinzip.

a. Man stellt sich einen Kondensatorkreis, sog. „Meßkreis“ her, dessen Frequenz variierbar und bekannt ist. Auf diesen läßt man den Oszillator, dessen Frequenz bestimmt werden soll, in möglichst loser Koppelung einwirken. Man beobachtet an einem Meßinstrument im Meßkreis den Stromeffekt, während man seine Frequenz variiert. Diejenige Frequenz, bei welcher der Stromeffekt ein Maximum wird, ist die gesuchte Frequenz des Oszillators.

b. Eine Abänderung der Methode kann am Platze sein, wenn es sich um die Frequenz von Oszillatoren ohne Funkenstrecke handelt. Dann benützt man den Meßkreis nicht als Sekundärsystem, sondern als Primärsystem\*\*). Man schaltet in ihn eine Funkenstrecke

\*) Durch Messung von Schlagweiten zu ermitteln.

\*\*) Über eine andere Methode vgl. 72 b.

ein, erregt mit dem Funkeninduktor Schwingungen, läßt ihn auf den Oszillator in möglichst loser Koppelung induzieren und variiert die Frequenz des Meßkreises. In den Oszillator setzt man ein Meßinstrument: die gesuchte Frequenz des Oszillators ist diejenige, bei welcher das Instrument den größten Ausschlag gibt.

### 66. Das Meßinstrument im Meßkreis.

Unter sonst gleichen Umständen ist eine umso genauere Bestimmung der Frequenz möglich, je spitzer die Resonanzkurve ist. Sie wird umso spitzer,

1. je geringer die Dämpfung des Meßkreises ist;
2. eine je losere Koppelung das Meßinstrument gestattet.

a. Aus beiden Gründen ist ein Meßinstrument bei sonst gleich guten Eigenschaften umso geeigneter, je empfindlicher es ist, d. h. je geringer die Energie ist, die es pro Sekunde verbraucht, um einen für die Messungen genügenden Ausschlag zu geben. Es ist deshalb

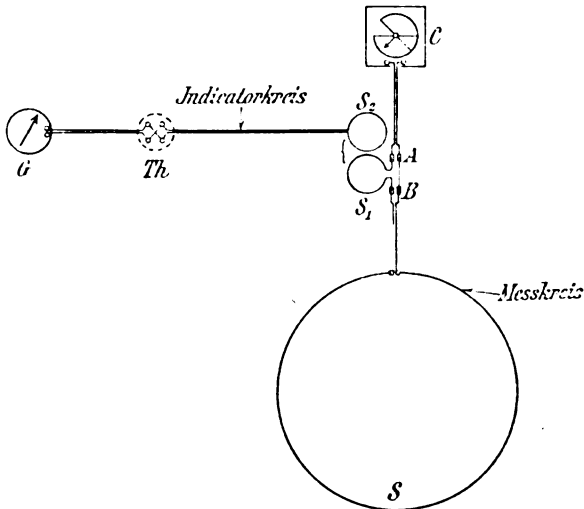


Fig. 89.

Bolometer und Thermoelement (in Verbindung mit Spiegelgalvanometer oder empfindlichem Zeigergalvanometer) oder auch Thermogalvanometer den technischen Hitzdrahtinstrumenten und den Hitzdrahtluftthermometern vorzuziehen, sobald auf große Genauigkeit der Messungen Wert gelegt werden muß.

b. Die Bedingung möglichst geringer Dämpfung verbietet meist, diese Instrumente, die in der gewöhnlichen Ausführung einen ziemlich

bedeutenden Widerstand haben, in den Meßkreis unmittelbar einzuschalten. Es ist günstiger, den Meßkreis in möglichst loser Kopplung auf einen geschlossenen Kreis, den „Indikatorkreis“, der das Meßinstrument enthält, induzieren zu lassen (Fig. 89). Soll der Meßkreis für alle möglichen Arten von Messungen\*) geeignet sein, so ist die Induktanz des Indikatorkreises groß gegen seinen Widerstand zu machen [52 b].

c. Für sehr viele Zwecke genügend, für Demonstration empfehlenswert ist es, an die beiden Belegungen des Kondensators ein empfindliches Geißlerrohr\*\*) anzuschließen: bei derjenigen Frequenz, bei der die Helligkeit der Röhre eine maximale ist, ist Resonanz zwischen dem Oszillator, dessen Frequenz bestimmt werden soll, und dem Meßkreis vorhanden. Wird die Koppelung zwischen beiden so gewählt, daß die Röhre bei Resonanz eben anspricht, so ist damit eine ungefähr ebenso genaue Bestimmung der Frequenz möglich, wie mit einem technischen Hitzdrahtinstrument oder Hitzdraht-Luftthermometer.

#### 67. Meßkreis für Laboratoriumszwecke.

a. Als Kondensator ist jedenfalls ein Luftkondensator zu verwenden [7a]. Besonders bequem sind die variablen Luftkondensatoren, die wohl zuerst für diese Zwecke von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie nach den Angaben von Dr. Koepsel hergestellt wurden (Fig. 90). Die eine Belegung derselben wird durch ein festes System von halbkreisförmigen Platten (f, Fig. 90) gebildet. Die andere bewegliche Belegung besteht ebenfalls aus einem System von halbkreisförmigen Platten (b, Fig. 90), die mehr oder weniger in die Zwischenräume zwischen die festen Platten hineingedreht werden können. Je größer der Sektor des drehbaren Systems ist, der sich zwischen den festen Platten befindet, umso größer ist die Kapazität des Kondensators. Die Größe des Sektors kann an einem Zeiger (z, Fig. 89), der über einer Kreisskala sich bewegt, abgelesen werden. Ausgeführte Kondensatoren dieser Art sind in den Fig. 91\*\*\*) und 92\*\*\*) abgebildet.

\*) Z. B. Messungen wie in 80 ff.

\*\*) Sehr geeignet sind die Heliumröhren (Type der Firma Goetze, Leipzig). Empfohlen werden außerdem Heliumröhren mit etwas Natrium, ferner Neonröhren. — An Stelle von Geißleröhren ist auch sehr brauchbar ein Funkenmikrometer, besonders mit zwei feinen Graphitspitzen als Elektroden.

\*\*\*) Fig. 90: Ausführung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie für niedrigere Spannungen.

„ 91: Ausführung der Firma C. Lorenz für höhere Spannungen.

Sehr geschickt scheint der Drehkondensator der Marconigesellschaft<sup>55)</sup> zu sein: er besteht aus 2 festen und 2 beweglichen Plattensystemen und hat unter sonst gleichen Umständen bei demselben Volumen die doppelte Kapazität.



Wird ein solcher Kondensator mit einer beliebigen Strombahn zum Meßkreis verbunden, so kann die Frequenz in kleinen Grenzen variiert werden durch Drehung des beweglichen Plattensystems im

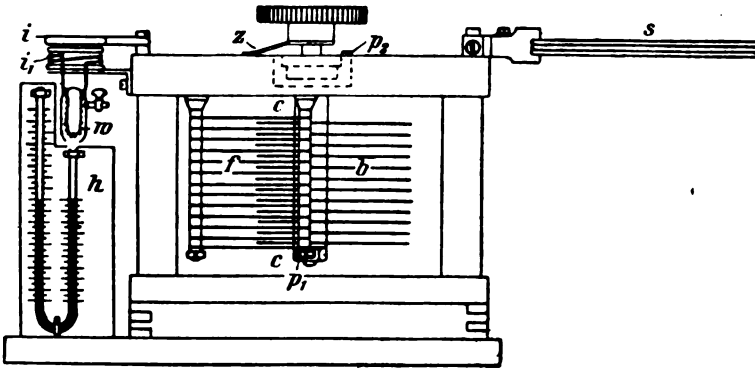


Fig. 90.

Kondensator. Eine Veränderung der Frequenz in größeren Stufen wird möglich, wenn man auswechselbare Strombahnen von sehr verschiedenem Selbstinduktionskoeffizienten verwendet.

b. Als Form der Strombahn eignen sich nicht zu eng gewickelte Spulen mit einer Windungslage und einem Durchmesser,



Fig. 91.

der jedenfalls nicht klein gegen die Spulenhöhe ist, als Material scheinen Bänder aus Kupfer am besten zu sein<sup>33)</sup>.

c. Als Meßinstrument sind für genaue Messungen möglichst empfindliche Instrumente am Platze. Für orientierende Messungen ge-

nügen nicht evakuierte Thermoelemente mit Drehspul-Zeigergalvanometer, technisches Hitzdrahtinstrument und Hitzdrahtthermometer.

Soll die Frequenz des Meßkreises durch den Indikatorkreis nicht geändert werden, so muß die Koppelung zwischen beiden extrem lose sein [52c]. Für manche Messungen ist es sehr angenehm, wenn man die Koppelung des Meßkreises mit dem Indikatorkreis und da-

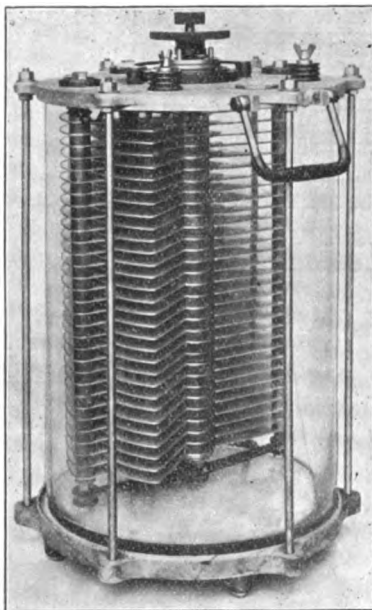


Fig. 92.

durch die Empfindlichkeit der ganzen Anordnung ändern kann. Es ist deshalb zu empfehlen, die Spulen  $S_1 S_2$  (Fig. 89) auswechselbar oder ihren Abstand regulierbar zu machen.

### 68. Die Eichung des Meßkreises.

Vor der Bestimmung einer Frequenz mit dem Meßkreis hat man denselben zu eichen, d. h. für jede beliebige Stellung des Zeigers am Kondensator und für die verschiedenen Strombahnen die Frequenz des Meßkreises zu bestimmen. Das Prinzip ist das folgende:

Man eicht zuerst den Kondensator. Dazu kann jede Methode verwendet werden, welche Kapazitäten zu messen gestattet\*).

\*) Bequeme Methoden <sup>55a)</sup> sind: 1. Messung mit Brücke und Telephon, wenn ein Normalkondensator zur Verfügung steht; 2. Messung mit Stimmgabelkommutator, rotierendem Kommutator.

mißt die Kapazität für einige Zeigerstellungen, trägt die Werte in Form einer Tabelle oder Kurve auf und kann dann aus derselben durch Interpolation die Kapazität für jede Zeigerstellung entnehmen. Für die drehbaren Kondensatoren Fig. 90 ist die Kapazität  $C$  von der Form

$$C = C_0 + a\varphi = a(\varphi + \varphi_0),$$

worin  $C_0$ ,  $a$  und  $\varphi_0$  Konstante,  $\varphi$  der am Zeiger abgelesene Winkel ist. Die Eichkurve ist also eine Gerade.

Dann stellt man sich einen Hilfskondensatorkreis\*) mit Funkenstrecke\*) her und bestimmt dessen Frequenz  $N$  (bezw. Wellenlänge  $\lambda$ ) mit einer der unten angegebenen Methoden. Mit diesem Hilfskreis bringt man den Meßkreis in Resonanz. Die dafür nötige Zeigerstellung sei  $\varphi$ , die dieser Stellung entsprechende Kapazität  $= C$ . Für diese Zeigerstellung kennt man also die Frequenz  $N$  (bezw. Wellenlänge  $\lambda$ ) des Meßkreises; die Frequenz  $N_1$  für irgend eine andere Zeigerstellung  $C_1$  (Kapazität  $C_1$ ) folgt dann aus

$$N_1 = N \sqrt{\frac{C}{C_1}}; \quad \lambda_1 = \lambda \sqrt{\frac{C_1}{C}}.$$

Man rechnet sich für eine Anzahl Einstellungen des Kondensators die Frequenzen (oder Wellenlängen) aus und konstruiert eine Kurve für jede Strombahn, indem man als Abszissen die Zeigerstellungen des Kondensators, als Ordinaten die berechneten Frequenzen (oder Wellenlängen) aufträgt. Aus den Kurven kann dann zu jeder beliebigen Einstellung des Kondensators die Frequenz (Wellenlänge) entnommen werden.

Zur Bestimmung der Frequenz des Hilfskreises sind folgende Methoden üblich<sup>5,6)</sup>:

- a. Photographie des Funkens im rotierenden Spiegel [4].
- b. Stehende Wellen auf Lecher'schen Drähten.

Die Anordnung ist die folgende (Fig. 93). Zwei parallele Drähte werden durch einen festen Bügel AB überbrückt. Ein zweiter Bügel CD ist auf den Drähten verschiebbar, ebenso eine empfindliche Geißlerröhre G.

Auf dieses System von Doppeldrähten läßt man in sehr loser Koppelung den Hilfskreis I, dessen Frequenz bestimmt werden soll, induzieren. Man verschiebt den Bügel CD und die Geißlerröhre G, die sich stets in der Mitte zwischen AB und CD befinden muß, so lange, bis die Röhre am stärksten aufleuchtet. Ist dies der Fall, so ist das System ABCD in Resonanz mit dem

---

\*) Kann in den Meßkreis bequem eine Funkenstrecke eingeschaltet werden, so ist ein Hilfskondensatorkreis entbehrlich. Das in a bis c für den Hilfskondensatorkreis Ausgeführte gilt dann für den Meßkreis selbst.

Kondensatorkreis und die Strom- und Spannungsverteilung auf den Drähten ist die in Fig. 93 durch die Kurven  $i$  und  $\mathcal{V}$  dargestellte\*), die Strecke  $AD = BC$  eine halbe Wellenlänge\*\*).

Wählt man den Abstand der Drähte so groß, daß die Induktanz ziemlich

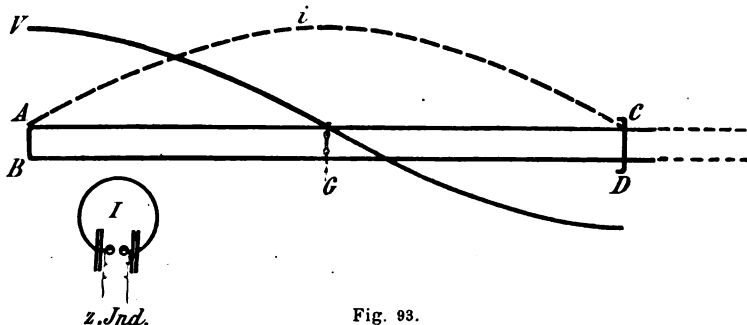


Fig. 93.

größer ist als der effektive Widerstand, so gilt für die Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $c$  elektromagnetischer Wellen längs der Doppeldrähte annähernd<sup>57)</sup>:

$$c = \sqrt{\frac{1}{\mathfrak{L}\mathfrak{C}}} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{8} \left( \frac{\mathfrak{R}}{\omega \mathfrak{L}} \right)^2 \right] = \text{approx. } 3 \cdot 10^{10} \left[ 1 - \frac{1}{8} \left( \frac{\mathfrak{R}}{\omega \mathfrak{L}} \right)^2 \right] \text{ cm/sec.}$$

( $\mathfrak{L}$  bzw.  $\mathfrak{C}$  bzw.  $\mathfrak{R}$  = Selbstinduktionskoeffizient bzw. Kapazität bzw. Widerstand pro Längeneinheit). Aus der Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $c$  und der Wellenlänge  $\lambda = 2ACD = 2B$  folgt unmittelbar [21] die Frequenz des Hilfskreises.

### c. Berechnung des Selbstinduktionskoeffizienten der Strombahn.

Besteht die Strombahn aus einer Spule mit einer Windungslage und ziemlich vielen Windungen und verbindet man sie so kurz als möglich mit dem Kondensator, so kommt der Selbstinduktionskoeffizient der Zuleitungen zum Kondensator und der Strömung im Kondensator nicht in Betracht gegen den Selbstinduktionskoeffizienten der Spule. Dieser kann für Gleichstrom aus bekannten Formeln berechnet oder experimentell bestimmt werden. Der Selbstinduktionskoeffizient für schnelle Schwingungen ist davon nicht wesentlich verschieden, wenn man durch Verwendung von guten Litzen aus einzel-isolierten Drähten dafür sorgt, daß die Stromverteilung bei den Schwingungen von derjenigen bei Gleichstrom nicht merklich abweicht [39].

Verbieht die Höhe der Frequenz, die man erreichen will, die Verwendung von Spulen mit mehreren Windungen, so ist der Selbstinduktionskoeffizient der Zuleitungen zum Kondensator und der Strom im Kondensator gegen denjenigen der übrigen Strombahn nicht zu vernachlässigen. Man kann sich dann in der folgenden Weise helfen.

\*) Man kann das System also als eine Verbindung von 2 linearen Sendern auffassen [20].

\*\*) Vorausgesetzt, daß die Grundschiwingung vorliegt. Im Zweifelsfall kann man sich davon durch Verschieben der Röhre G längs der Drähte überzeugen.

Man gibt der Strombahn in der Hauptsache die Form eines Rechtecks  $ABD_1E_1$ , dessen eine Seite  $D_1E_1$  ein verschiebbarer Bügel ist (Fig. 94). Man läßt darauf den Hilfskondensatorkreis (I, Fig. 94) induzieren und stellt den Kondensator  $C$  so ein, daß der Meßkreis in Resonanz mit dem Hilfskondensatorkreis ist\*): die Kapazität des Kondensators sei  $C_1$ . Nun verschiebt man den Bügel  $D_1E_1$  in die Lage  $D_2E_2$ , stellt wieder auf Resonanz mit dem Hilfskreis ein. Die

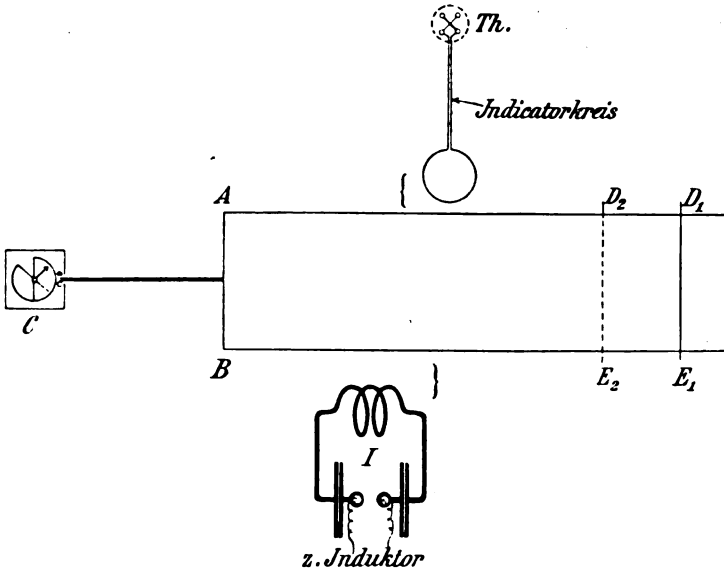


Fig. 94.

dafür nötige Kapazität des Kondensators  $C$  sei  $C_2$ . Da die Frequenz in beiden Fällen dieselbe = derjenigen des Hilfskreises war, so ist

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_1 C_1 &= \mathcal{L}_2 C_2, \\ \frac{\mathcal{L}_1}{\mathcal{L}_2} &= \frac{C_2}{C_1}, \quad \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

wenn  $\mathcal{L}_1$  der Selbstinduktionskoeffizient des Meßkreises im ersten,  $\mathcal{L}_2$  derjenige im zweiten Falle war.

Außerdem ist mit sehr großer Annäherung

$$\mathcal{L}_1 - \mathcal{L}_2 = \mathcal{L}^{(1)} - \mathcal{L}^{(2)}, \quad \dots \dots \dots (2)$$

wenn  $\mathcal{L}^{(1)}$  bzw.  $\mathcal{L}^{(2)}$  den Selbstinduktionskoeffizienten des Rechtecks  $ABD_1E_1$  bzw.  $ABD_2E_2$  bedeutet.  $\mathcal{L}^{(1)}$  bzw.  $\mathcal{L}^{(2)}$  kann aus den Dimensionen berechnet werden<sup>89)</sup>. Aus  $\mathcal{L}_1/\mathcal{L}_2$  und  $\mathcal{L}_1 - \mathcal{L}_2$  ergibt sich dann sowohl  $\mathcal{L}_1$  als  $\mathcal{L}_2$  und damit die Frequenz.

\*) Man beurteilt das an dem maximalen Ausschlag des Meßinstrumentes (z. B. Thermoelements) in dem Indikatorkreis, der extrem lose mit dem Meßkreis gekoppelt sein muß.

### 69. Die technischen Frequenzmesser (Wellenmesser)<sup>59)</sup>.

Die neueren Frequenzmesser beruhen alle auf dem Prinzip der Resonanz und verwenden alle einen Kondensatorkreis mit variabler Frequenz. Die Unterschiede der einzelnen Frequenzmesser sind konstruktiver, nicht prinzipieller Natur. Ich beschränke mich darauf, einige wenige zu skizzieren.

a. Der Wellenmesser älterer Konstruktion der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie ist im wesentlichen ein Meßkreis der in 67 angegebenen Art. Der Kondensator ist der in Fig. 91 abgebildete,

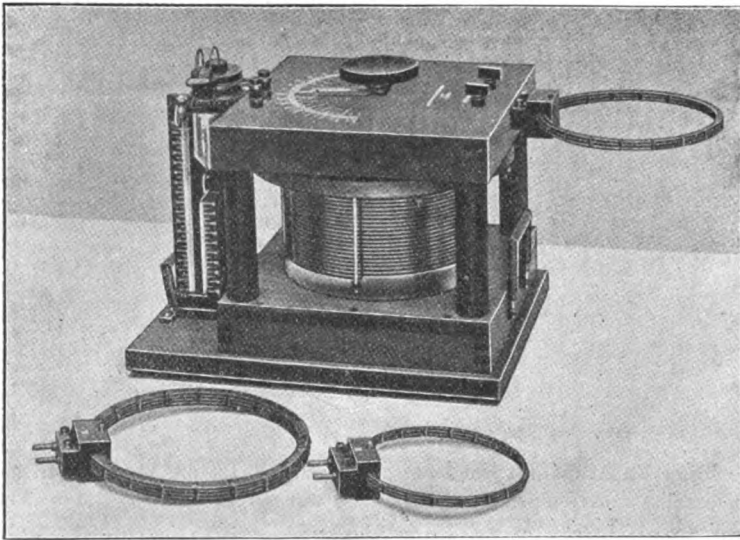


Fig. 95.

mit einer Ölfüllung als Isolator. Das Meßinstrument ist ein Hitzdrahtthermometer oder neuerdings Hitzdrahtinstrument, sog. Wattmeter [44]. Der Indikatorkreis ist mit dem Wellenmesser magnetisch gekoppelt. Fig. 90 zeigt den Aufriß, Fig. 95 die Totalansicht. Für die verschiedenen auswechselbaren Strombahnen — in Fig. 95 eine eingeschaltet, zwei neben dem Wellenmesser liegend — sind auf dem Kondensator verschiedene Skalen angebracht, auf denen die Wellenlänge, die zu der betreffenden Strombahn und Zeigerstellung gehört, unmittelbar abgelesen werden kann.

b. Der Wellenmesser der Firma C. Lorenz (sog. Universalwellenmesser, Type W. H.)<sup>60)</sup> unterscheidet sich von dem Wellenmesser der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie dadurch, daß das Meß-

instrument (Hitzdrahtinstrument [44]) nicht magnetisch, sondern elektrisch mit dem Meßkreis gekoppelt ist.

Sehr bequem an demselben ist, daß er für die verschiedenen Verwendungsarten unmittelbar eingerichtet ist\*). Der Austausch von Anschlußstöpseln genügt, um ihn bald in der einen, bald in der anderen Rolle verwendbar zu machen. Außer dem Hitzdrahtinstrument, das zur Messung von Frequenzen (Wellenlängen) und Dekrementen [72] dient, kann zur Bestimmung von Frequenzen nach dem in 66c angegebenen Verfahren auch noch eine Heliumröhre\*\*) verwendet werden. Zur Verwendung des Wellenmessers als Primärsystem dient eine einschaltbare Funkenstrecke. Da der Kondensator ca. 10 000 Volt (3 mm Funken-

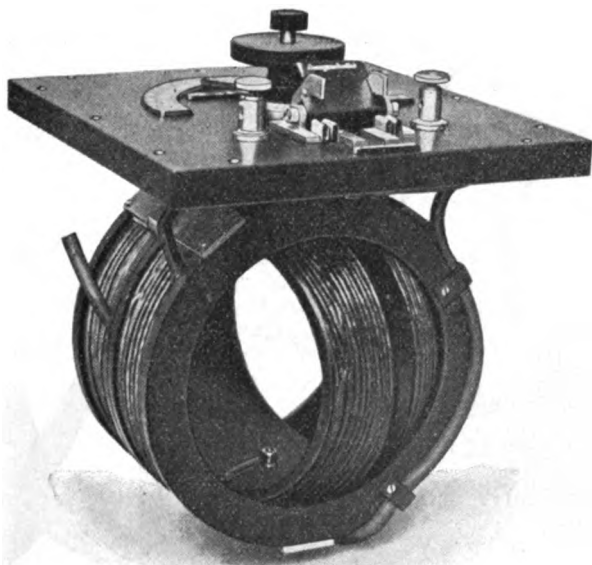


Fig. 96.

länge) erträgt, so erhält man zwar ziemlich stark gedämpfte, aber auch ziemlich kräftige Schwingungen.

c. Bei dem Wellenmesser („Variometer“) von G. Seibt (Firma C. Lorenz) ist nicht der Kondensator, sondern wie bei dem Frequenzmesser von Yves und de Forest der Selbstinduktionskoeffizient der Strombahn stetig veränderlich. Zu diesem Zweck ist die Lord Rayleigh'sche Anordnung (zwei ineinander drehbare Spulen in der Form von Fig. 96) verwendet. Als Meßinstrument dient ein in den

\*) Bei dem neuen Wellenmesser der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie ist dies auch der Fall.

\*\*) Mit verschiebbarer äußerer Elektrode (nach Ament); dadurch soll die Röhre auf verschiedene Empfindlichkeit eingestellt werden.

Schwingungskreis direkt eingeschaltetes Thermoelement von geringem Widerstand.

d. Der Wellenmesser („Kymometer“) von J. A. Fleming besitzt stetig veränderliche Kapazität und nicht ganz stetig veränderlichen Selbstinduktionskoeffizienten: die Kapazität ist ein Zylinderkondensator, die Strombahn eine Spule mit Schleifkontakt. Als Indikator für Resonanz dient eine Neonröhre, in neuester Zeit auch ein Thermoelement.

e. Früher waren als Wellenmesser geeichte „Spulen“\*) im Gebrauch. Ob die Spule in Resonanz war, wurde an Leuchteffekten (Sprühen an den Enden, Leuchten einer Geißlerröhre) beurteilt.

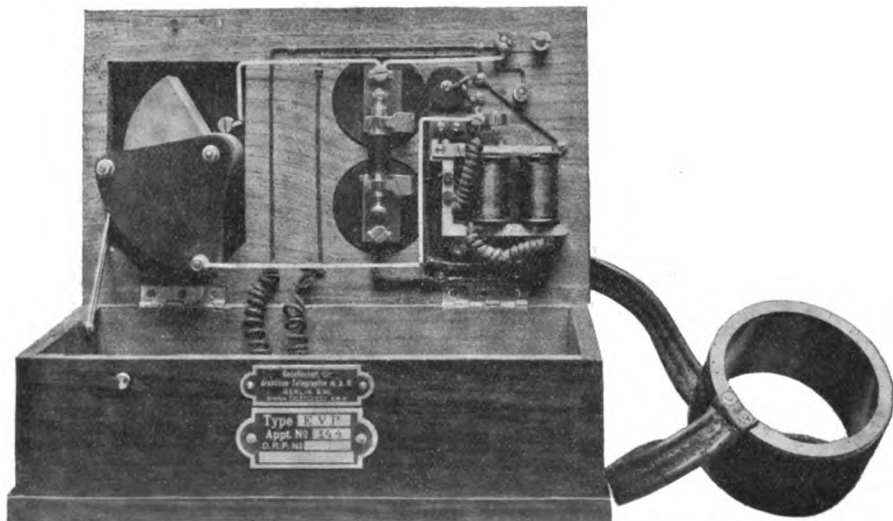


Fig. 97.

Bei einem Vergleich zwischen Kondensatorkreis und Spule spricht zu Gunsten der Spule ihre entschieden größere Handlichkeit, gegen diese Spulen aber:

1. das — bei der gewöhnlichen Ausführungsform — größere Dekrement und infolge davon die unschärfere Resonanz;
2. die Kapazitätsempfindlichkeit der Spule [25 c]: die Frequenz ändert sich in unkontrollierbarer Weise, sobald irgend welche Gegenstände sich in der Nähe der Spule befinden.
3. Ausschlaggebend ist aber der Nachteil, daß mit Spulen der

\*) Unter dem Namen „Multiplikationsstab“, „Meßstab“ von A. Slaby, später unter dem Namen „Helixkymometer“ von J. A. Fleming. Fleming ist neuerdings auch zu dem geschlossenen Wellenmesser [d] übergegangen.



gebräuchlichen Anordnung das Dekrement nicht bestimmt werden kann, während die Meßkondensatorkreise dafür ebenso geeignet sind wie für die Bestimmung der Frequenz.

f. Frequenzmesser besonderer Art sind die sogenannten „*Stationsprüfer*“, Kondensatorkreise ohne Funkenstrecke, deren Eigenschwingungen durch Unterbrechung eines Gleichstroms erregt werden <sup>60a</sup>).

Derjenige der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie ist in Fig. 97 abgebildet; die Schaltung ist diejenige von Fig. 4, S. 3. Die Unterbrechung und den Schluß des Gleichstroms besorgt ein nach Art einer elektrischen Klingel konstruierter Unterbrecher (rechts auf Fig. 97).

Der Wellenmesser der Firma C. Lorenz ist zum Gebrauch als Stationsprüfer unmittelbar eingerichtet. Zu diesem Zweck ist ein Doppelunterbrecher

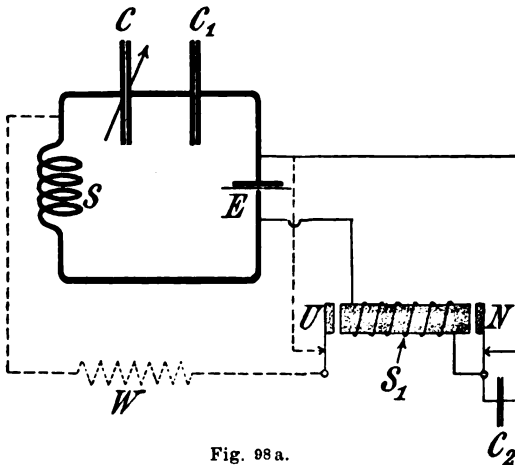


Fig. 98 a.

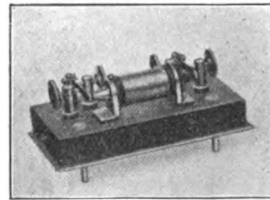


Fig. 98 b.

(Fig. 98 b) beigegeben. Die Anordnung ist die folgende (Fig. 98 a). Der Meßkreis ist der stark ausgezogene mit variablem Kondensator C und festem Kondensator  $C_1$ . Durch das Element E wird der Neef'sche Hammer N in Betrieb gesetzt; der Kondensator  $C_2$  soll die Funken an der Unterbrechungsstelle möglichst unterdrücken. Sobald der Hammer in Tätigkeit ist, wird durch die magnetische Wirkung des Eisenkerns in der Spule  $S_1$  auch der Unterbrecher U, der ebenso wie der Neef'sche Hammer konstruiert ist und dieselbe Schwingungsdauer wie dieser besitzt, in Betrieb gesetzt. Dadurch wird der Stromkreis UESWU abwechselungsweise geschlossen und unterbrochen und dadurch der Schwingungskreis  $CC_1S$  zu schwach gedämpften Eigenschwingungen sehr geringer Intensität angeregt (vgl. die Anordnung Fig. 5, S. 3).

## 70. Bestimmung von Kapazitäten und Selbstinduktionskoeffizienten durch Resonanz.

Die Resonanzmethode bietet ein außerordentlich wertvolles und bequemes Hilfsmittel zur Bestimmung von Kapazitäten und Selbst-

induktionskoeffizienten. Man kann dabei in der verschiedensten Weise verfahren.

Um z. B. den Selbstinduktionskoeffizienten  $\mathfrak{L}$  einer Strombahn (z. B. einer Spule) zu messen, legt man die Enden derselben an die Belegungen eines Luftkondensators von bekannter Kapazität  $C$ . Man bestimmt durch Resonanz die Frequenz  $N$  des dadurch gebildeten Kondensatorkreises. Aus  $N = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mathfrak{L}C}}$  folgt dann  $\mathfrak{L}$ .

Die Kapazität irgend eines Kondensators erhält man z. B. in folgender Weise. Die Belegungen werden mit irgend einer geeigneten Strom-

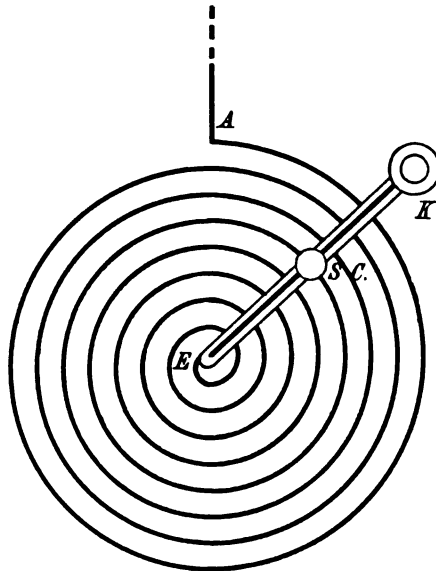


Fig. 99.

bahn zu einem Kondensatorkreis verbunden, ein Primärsystem in Resonanz damit gebracht. Dann wird der Kondensator durch einen variablen, geeichten Luftkondensator ersetzt und derselbe so eingestellt, daß wieder Resonanz mit dem Primärsystem vorhanden ist. Es ist dann die gesuchte Kapazität des Kondensators gleich derjenigen des Luftkondensators.

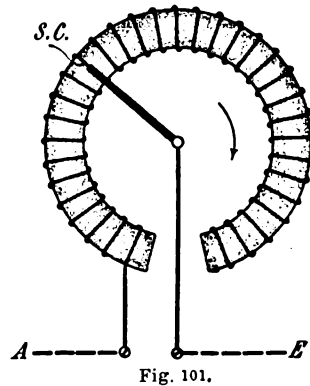
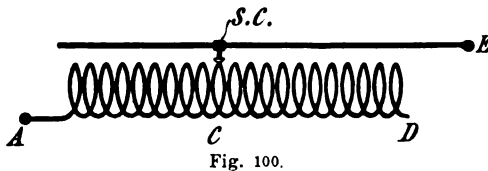
Der prinzipielle Vorteil dieser Resonanzmethode, die sich den Verhältnissen jedes einzelnen Falles entsprechend in der verschiedensten Weise variieren läßt, ist der, daß man die Kapazität von Kondensatoren und den Selbstinduktionskoeffizienten von Strombahnen bei derjenigen Frequenz bestimmen kann, bei welcher sie nachher gebraucht werden sollen.

### 71. Spulen mit veränderlicher Selbstinduktion.

Bei der Ausführung dieser und ähnlicher Messungen sind außer Kondensatoren mit veränderlicher Kapazität auch Spulen mit veränderlichem Selbstinduktionskoeffizienten sehr bequem.

a. Für Spulen mit stetig veränderlicher Selbstinduktion ist schon früher [69c] eine Anordnung — zwei ineinander drehbare Spulen — angegeben worden. Sollen dieselben für hohe Spannungen benützt werden, so macht ihre Isolation etwas Schwierigkeit, wenn sie handlich bleiben sollen.

Sehr bequem sind die ebenen Spiralen der Form Fig. 99. Befestigt man hier an einem drehbaren Arm EK einen längs EK beweglichen Schleifkontakt SC. — Stromzuführung und Ableitung in



E bzw. SC. —, so genügt eine Drehung des Armes EK, um den Selbstinduktionskoeffizienten der Spule stetig in weiten Grenzen zu verändern.

b. Für viele Zwecke genügt es, wenn der Selbstinduktionskoeffizient nicht stetig im strengen Sinne, sondern in sehr kleinen Stufen veränderlich ist. Man kann dafür dieselben Formen (Fig. 100 und 101) benützen, wie sie auch für Widerstände mit Schleifkontakt (S. C.) üblich sind.

Die Form Fig. 101 ist im allgemeinen vorzuziehen, da hier das magnetische Feld fast vollkommen im Innern der Spule verläuft und deshalb nicht auf andere Stromkreise in störender Weise induzieren kann \*).

c. Beim Gebrauch dieser Spulen ist auf folgendes zu achten:

1. Das Stück CD (Fig. 100) zusammen mit Teilen der eigentlichen Strombahn kann einen Oszillator darstellen, der mit der eigentlichen Strombahn in

\*) Wichtig bei Messungen mit gekoppelten Systemen [80].

direkter Schaltung (gemeinsamer Teil AC und eventuell Teile der eigentlichen Strombahn) gekoppelt ist. Die Eigenschwingungen dieses Systems können zu sehr unangenehmen Störungen Anlaß geben. Man tut deshalb gut, die Spule so zu wählen, daß das freie Stück CD nicht groß wird.

2. Diese Schwierigkeit dadurch zu vermeiden, daß man CD kurz schließt, ist unstatthaft. Es würden in diesem geschlossenen Stromkreis Ströme induziert werden, welche die Frequenz und besonders die Dämpfung des Schwingungskreises stark beeinflussen können.

3. Aus demselben Grunde ist darauf zu achten, daß der Schleifkontakt nicht zwei Drähte gleichzeitig berührt und dadurch die dazwischen liegende Windung kurz schließt.

## § 2. Bestimmung des Dekrements.

### 72. Bestimmung der Summe der Dekremente von Primär- und Sekundär-system.

a. Um das Dekrement eines Oszillators mit Funkenstrecke\*) zu bestimmen, läßt man denselben in extrem loser Koppelung auf

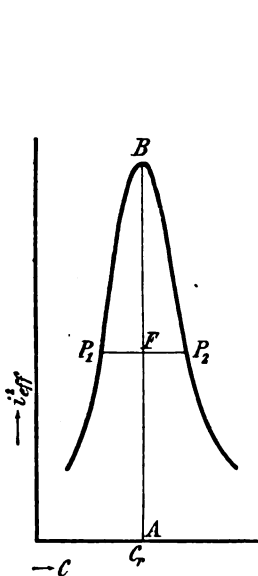


Fig. 102.

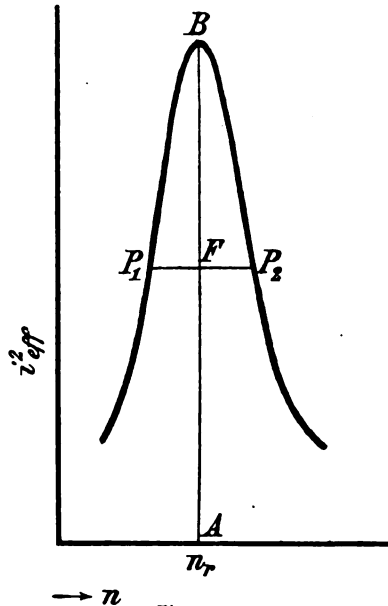


Fig. 103.

einen Meßkreis mit variabler Frequenz induzieren und nimmt die Resonanzkurve auf. Diese liefert die Summe der Dekremente  $b_1$  des Oszillators und  $b_2$  des Meßkreises (Bjerknes'sche Resonanzmethode).

\*) Überhaupt eines schon in Schwingung befindlichen Oszillators.

Wie die Summe  $b_1 + b_2$  sich aus der Resonanzkurve ergibt, hängt davon ab, was man als Ordinaten und Abszissen der Resonanzkurve aufgetragen hat.

1. Wenn der Meßkreis einen variablen Kondensator besitzt, so liegt am nächsten, die Kapazität  $C$  desselben als Abszissen zu verwenden, als Ordinaten den im Indikatorkreis beobachteten Stromeffekt  $J_{\text{eff}}^2$  bzw. den Ausschlag des Meßinstruments  $\alpha$  \*). Dann ist \*\*):

$$b_1 + b_2 = \pi \cdot \frac{(C_r - C)}{C_r} \cdot \sqrt{\frac{J_{\text{eff}}^2}{J_r^2 - J_{\text{eff}}^2}} = \pi \frac{(C_r - C)}{C_r} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}} **)$$

$$= \pi \cdot P_1 F \cdot \sqrt{\frac{FA}{FB}} \quad (\text{Fig. 102}) = \frac{\pi}{2} \cdot P_1 P_2 \cdot \sqrt{\frac{FA}{FB}}.$$

Darin bedeutet  $J_{\text{eff}}^2$  (bzw.  $\alpha$ ) Stromeffekt (bzw. Ausschlag) bei der Kapazität  $C$  im Meßkreis,  $C_r$  bzw.  $J_r^2$  bzw.  $\alpha_r$  Kapazität, Stromeffekt, Ausschlag bei Resonanz.

2. Wenn der Meßkreis in Wechselzahlen geeicht ist, wird man diese als Abszissen, den Stromeffekt oder Ausschlag des Meßinstruments \*) als Ordinaten auftragen (Fig. 103). Dann ist:

$$b_1 + b_2 = 2\pi \cdot \frac{n_r - n}{n_r} \cdot \sqrt{\frac{J_{\text{eff}}^2}{J_r^2 - J_{\text{eff}}^2}} = 2\pi \cdot \frac{n_r - n}{n_r} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\alpha_r - \alpha}} *)$$

$$= 2\pi \cdot P_1 F \cdot \sqrt{\frac{FA}{FB}} \quad (\text{Fig. 103}) = \pi \cdot P_1 P_2 \cdot \sqrt{\frac{FA}{FB}}.$$

Wenn man statt der Wechselzahlen  $n$  die Frequenzen  $N$  als Abszissen aufträgt, so ist in diesen Beziehungen  $n$  durch  $N$  zu ersetzen.

Ist der Meßkreis in Wellenlängen  $\lambda$  geeicht und kommen diese als Abszissen zur Verwendung (Ordinaten wieder  $\propto J_{\text{eff}}^2$ ), so folgt:

$$b_1 + b_2 = 2\pi \cdot \frac{\lambda_r - \lambda}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{J_{\text{eff}}^2}{J_r^2 - J_{\text{eff}}^2}}$$

$$= \text{annähernd } 2\pi \cdot \frac{\lambda_r - \lambda}{\lambda_r} \cdot \sqrt{\frac{J_{\text{eff}}^2}{J_r^2 - J_{\text{eff}}^2}}.$$

3. Zum Vergleich verschiedener Resonanzkurven empfiehlt es sich so zu verfahren, wie es schon in 64c angegeben wurde.

\*) Gilt nur, wenn die Ausschläge des Instruments dem Stromeffekt proportional sind.

\*\*) Das folgende gilt für Punkte, deren Abszisse kleiner als diejenige des Resonanzpunktes ist (in den Fig. 102 links vom Resonanzpunkt). Für Punkte rechts vom Resonanzpunkt sind die Ausdrücke mit negativem Vorzeichen zu versehen.

Nachdem man die Wechselzahl  $n_r$  (oder Frequenz  $N_r$  oder Wellenlänge  $\lambda_r$ ), bei welcher Resonanz zwischen Meßkreis und Oszillator vorhanden ist, festgestellt hat, ebenso den Stromeffekt  $J_r^2$  bei Resonanz, trägt man als Abszissen das Verhältnis  $\frac{n}{n_r}$  (bezw.  $\frac{N}{N_r}$  bzw.  $\frac{\lambda}{\lambda_r}$ ), als Ordinaten  $y = \frac{J_{\text{eff}}^2}{J_r^2}$  auf, wobei unter  $J_{\text{eff}}^2$  der Stromeffekt bei der Wechsel-

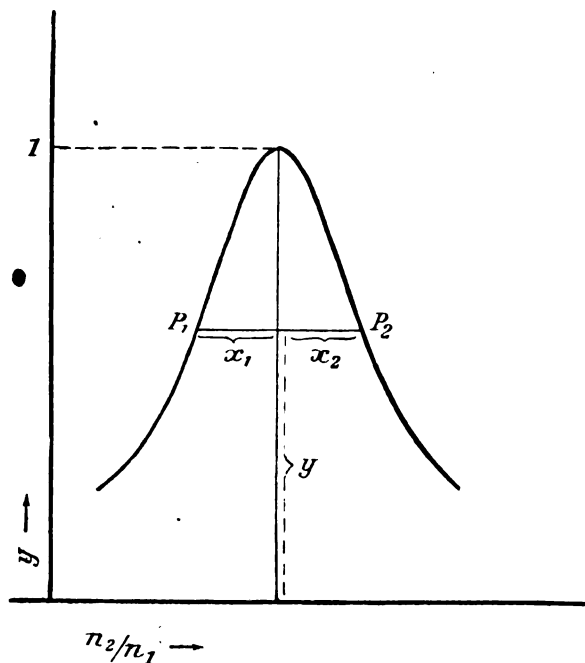


Fig. 104.

zahl  $n$  (bezw. Frequenz  $N$  bzw. Wellenlänge  $\lambda$ ) des Meßkreises zu verstehen ist. Dann ist die Abszisse des Resonanzpunktes  $= 1$ , ebenso die Ordinate bei Resonanz, und es gilt (Fig. 104):

$$\begin{aligned} d_1 + d_2 &= 2\pi x_1 \sqrt{\frac{y}{1-y}} = 2\pi x_2 \sqrt{\frac{y}{1-y}} \\ &= x A, \end{aligned}$$

wenn  $x$  das Mittel aus  $x_1$  und  $x_2$  ist (Fig. 104). Der Wert des Faktors  $A$  ist in Tab. XI für die verschiedensten Ordinaten berechnet.

4. Eine vereinfachte Form der Methode, die meist genügend genaue Werte liefert, ist die folgende<sup>62)</sup>. Das Instrument gebe bei Resonanz (Kapazität  $C_r$ ) einen gewissen Ausschlag. Man ändert nun die Kapazität nach beiden Richtungen, bis der Ausschlag des Instru-

ments gerade = der Hälfte des Ausschlags bei Resonanz wird. Die dafür nötigen Kapazitäten seien  $C_1$  bzw.  $C_2$ . Dann ist nach (1):

$$b_1 + b_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_r} = 1,57 \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_r}.$$

Bezeichnen  $\varphi_1$  und  $\varphi_2$ ,  $\varphi_r$  die Winkel an einem drehbaren Kondensator, die den Kapazitäten  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_r$  entsprechen, so kann die Beziehung annähernd ersetzt werden durch

$$b_1 + b_2 = 1,57 \cdot \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\varphi_r + \varphi_0} \text{ [vergl. S. 103].}$$

b. Soll die Dämpfung von Oszillatoren ohne Funkenstrecke bestimmt werden, so kann man einen Primärkreis von stetig variabler Frequenz (Meßkreis mit Funkenstrecke) nehmen, diesen auf den Oszillator induzieren lassen und den Stromeffect im Oszillator beobachten. Die Beziehungen von **a** gelten auch in diesem Falle, wenn man unter  $C$ ,  $N$ ,  $n$ ,  $\varphi$  die veränderlichen Größen des Primärkreises, unter  $J_{\text{eff}}^2$  den Stromeffect im Sekundärsystem (Oszillator) versteht.

Bei weitem genauere Resultate erhält man aber, wenn man die Schwingungen des Oszillators ohne Funkenstrecke durch Stoßerregung [59] hervorruft und diese Schwingungen auf den Meßkreis einwirken läßt (M. Wien <sup>63</sup>). Das Verfahren ist im übrigen genau wie es in **a** beschrieben wurde.

c. Ist das Primärsystem ein ungedämpft schwingender Oszillator ( $b_1 = 0$ ), so bleiben die Beziehungen von **a** bestehen; sie liefern unmittelbar das Dekrement des Sekundärsystems.

### 73. Nicht normale Formen von Resonanzkurven <sup>64</sup>).

Wenn man die in 72 angegebenen Beziehungen auf verschiedene Punkte von experimentell ermittelten Resonanzkurven anwendet, so kann es vorkommen, daß man aus verschiedenen Punkten auch verschiedene Werte von  $b_1 + b_2$  erhält, d. h. daß die Form der Resonanzkurve nicht die in 72 vorausgesetzte ist.

a. Schwankt der Wert, den die verschiedenen Stellen liefern, in unregelmäßiger Weise hin und her, so handelt es sich meist um eine ungenaue Aufnahme der Resonanzkurve (unregelmäßiges Funktionieren von Unterbrecher oder Funkenstrecke). Es bleibt dann nichts übrig, als das Mittel aus den verschiedenen Werten von  $b_1 + b_2$  zu nehmen; vorzuziehen ist aber, die Aufnahme der Resonanzkurve zu wiederholen.

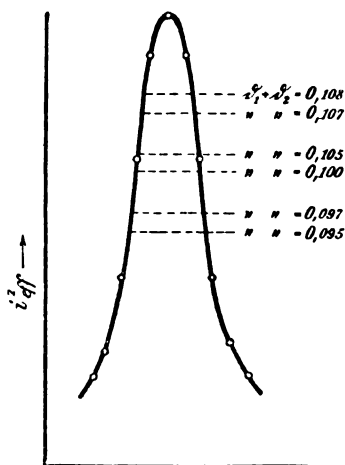


Fig. 105.

**b.** Besitzt die Resonanzkurve stark unsymmetrischen Verlauf\*), wie etwa die Kurve b Fig. 111, so ist es ein Zeichen, daß die Kondensatoren sprühen. Dann kann aus der Resonanzkurve überhaupt nicht die Summe der Dekremente ermittelt werden [79].

**c.** Wenn die Resonanzkurve symmetrisch ist, die Werte aber, die man für  $\delta_1 + \delta_2$  bekommt, von oben nach unten systematisch zu- oder abnehmen (Fig. 105), so kann dies damit zusammenhängen\*\*), daß die Amplitudenkurve im Primärsystem nicht annähernd eine Exponentialkurve ist<sup>65)</sup>. In diesem Falle

ist das Dekrement während des Ablaufs einer Schwingung überhaupt nicht konstant [11c]. Wenn man auch in diesem Falle, wie es meist geschieht, das Mittel der Werte an den verschiedenen Stellen nimmt\*\*\*),

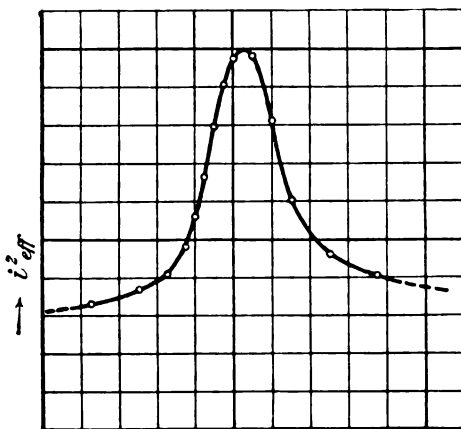


Fig. 106 a.

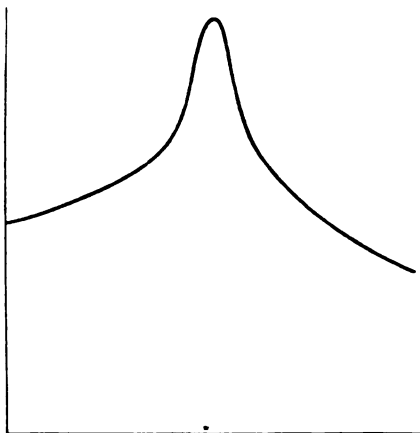


Fig. 106 b.

so bedeutet dieser Mittelwert den Wert von  $\delta_1 + \delta_2$ , den man bei einem idealen Kondensatorkreis erhalten würde, welcher dieselbe Resonanzschärfe ergibt.

\*) Eine kleine Unsymmetrie tritt ein, wenn der Faktor A [52b] nicht konstant ist, sondern von der Frequenz abhängt.

\*\*) Auch damit, daß man als Ordinaten Ausschläge des Instruments verwendet hat, diese aber nicht genau  $\propto J_{\text{eff}}^2$  sind.

\*\*\*) Identisch damit ist im allgemeinen der Wert, den man in halber Höhe der Resonanzkurve erhält.



d. Es kann vorkommen, daß der Stromeffect auch in ziemlich großer Entfernung vom Resonanzpunkt einen verhältnismäßig großen Wert behält (Fig. 106a). Das ist entweder darauf zurückzuführen, daß das Primärsystem direkt oder durch Vermittlung irgend einer anderen Leitung auf den Indikatorkreis induziert.

Oder es kann die Koppelung des Meßkreises mit dem Primärsystem zu fest gewesen sein. Die Resonanzkurven haben dann den Charakter der Kurve in Fig. 106b; die Werte des Dekrements werden an den verschiedenen Stellen verschieden und zu groß<sup>66)</sup>.

e. Enthält die Resonanzkurve zwei Maxima, so kann dies ein Zeichen dafür sein, daß im gesuchten System zwei Schwingungen vorhanden sind [Fig. 113 S. 127]. Solche Kurvenformen (z. B. die stark ausgezogene von Fig. 107) können aber auch in ganz anderer Weise entstehen, wenn zwischen den Belegungen des variablen Kondensators (oder an anderen Stellen des Meßkreises) Funken- oder Büschelentladungen übergehen. In Fig. 107 ist z. B. die normale Resonanzkurve die gestrichelte Linie: die tatsächlich beobachtete stark ausgezogene Kurve ist dadurch entstanden, daß im mittleren Teil der Resonanzkurve der Stromeffect durch das Überspringen von Funken stark reduziert wurde.

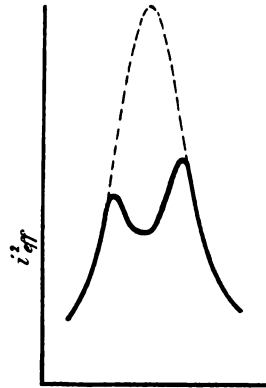


Fig. 107.

#### 74. Bestimmung der Dekremente von Primär- und Sekundärsystem.

a. Die Resonanzkurve liefert nur die Summe der Dekremente von Primär- und Sekundärsystem. Um die Dekremente selbst zu erhalten, verfährt man z. B. folgendermaßen (Methode von Bjerknes). Man schaltet in das Sekundärsystem<sup>\*)</sup>, das auf Resonanz mit dem Primärsystem gebracht ist (Ausschlag im Indikatorkreis =  $\alpha_r$ ), einen bekannten Widerstand  $R'$  ein. Dadurch erfährt das Dekrement  $b_2$  desselben eine Vermehrung um

$$b' = \frac{R'}{2N\Omega_2^{**}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

<sup>\*)</sup> Im Meßkreis Fig. 89 sind die Klemmen AB zu diesem Zweck angebracht.

<sup>\*\*)</sup> 
$$= \frac{1}{6 \cdot 10^{10}} \cdot \frac{R' \lambda}{\Omega_2} \quad \text{C.G.S.} = 16,7 \cdot \frac{R' (\text{Ohm}) \cdot \lambda (\text{Meter})}{\Omega_2 (\text{C.G.S.} = \text{cm})}$$
  

$$= \text{annähernd} \frac{2}{300} \cdot \frac{R' (\text{Ohm}) \cdot C_2 (\text{cm})}{\lambda (\text{Meter})}.$$

Der Ausschlag des Instruments  $\alpha_r$  wird dadurch auf den Wert  $\alpha'$  herabgedrückt. Dann ist:

$$\delta_2 = \delta' \cdot \frac{\alpha' \left(1 + \frac{\delta'}{\delta}\right)}{\alpha_r - \alpha' \left(1 + \frac{\delta'}{\delta}\right)}^*), \dots \dots \dots (2)$$

wenn  $\delta$  die aus der Resonanzkurve gewonnene Summe  $\delta_1 + \delta_2$  bedeutet.

Diese Beziehung vereinfacht sich zu

$$\delta_2 = \delta' \frac{\alpha'}{\alpha_r - \alpha'},$$

wenn  $\delta'$  klein ist gegen  $\delta$ .

Ist auf diese Weise  $\delta_2$  bestimmt, so folgt daraus und aus dem Werte von  $\delta_1 + \delta_2$ , den die Resonanzkurve geliefert hatte, auch das Dekrement  $\delta_1$  des Primärkreises.

b. In dieser Methode liegt natürlich ein Mittel, um den Meßkreis bezüglich des Dekrements zu eichen. Man bestimmt den Wert von  $\delta_2$  für die verschiedenen Strombahnen und Einstellungen des Kondensators und stellt die Werte in Form einer Tabelle oder Kurve zusammen.

Dabei ist auf folgendes zu achten. Das Dekrement  $\delta_2$  des Meßkreises wird nur dann von dem Indikatorkreis nicht merklich beeinflußt, wenn die Koppelung zwischen beiden extrem lose ist.

Eine scharfe Kontrolle, ob dieser Fall vorliegt, bietet z. B. das folgende Mittel. Man schaltet in den Meßkreis Fig. 89 zwischen AB eine Spule  $S_1'$  von denselben Dimensionen wie  $S_1$  und läßt sie auf eine Sekundärspule  $S_2'$  — von denselben Dimensionen wie  $S_2$  — induzieren. Der Abstand zwischen  $S_1'$  und  $S_2'$  wird ebenso groß gewählt wie zwischen  $S_1$  und  $S_2$ . Man stellt sich dann eine Leitung von denselben Dimensionen und demselben Widerstand her, wie sie der Indikatorkreis besitzt, und schließt diese Leitung an  $S_2'$  an. Ändert sich dadurch bei Resonanz der Ausschlag im Indikatorkreis nicht, so übt derselbe auch keine merkbare Rückwirkung auf das Dekrement des Meßkreises aus.

Bei Verwendung von Hitzdrahtthermometern und technischen Hitzdrahtinstrumenten ist dieser Fall im allgemeinen nicht zu realisieren. Das Dekrement  $\delta_2$  hängt hier in hohem Maße von dem Indikatorkreis und seiner Koppelung mit dem Meßkreis ab. Die Werte für  $\delta_2$ , die man bei der Eichung\*\*) ermittelt hat, gelten dann nur für

\*) Wenn die Ausschläge  $\propto J_{\text{eff}}^2$  sind. Sonst sind an Stelle der Ausschläge die Stromeffekte einzutragen.

\*\*) Das gilt auch für die Eichung bezüglich der Frequenz. Auf diese wirkt der Indikatorkreis auch ein [52 c].

diejenigen Spulen  $S_1$  und  $S_2$  und für diejenige Stellung derselben, bei welcher die Eichung ausgeführt wurde.

### 75. Messung von kleinen Änderungen des Dekrements.

Die in 74 angegebene Methode, Änderung des Stromeffekts bei Resonanz, wird zweckmäßig auch immer da verwendet, wo es sich um kleine Änderungen des Dekrements (z. B. durch Wirbelströme) handelt.

a. Die Beziehung 74, Gl. (2) kann bei bekanntem  $b_2$ , d. h. geeichtem Meßkreis, dazu verwendet werden, um die Änderung  $b'$  des Dekrements durch irgend eine Erscheinung zu bestimmen. Dabei kann  $b'$  eine Änderung des Dekrements sowohl im Primär- als im Sekundärsystem bedeuten. Man bekommt auf diese Weise die Änderung des Dekrements viel genauer als durch die Resonanzkurven\*).

b. In manchen Fällen ist es, besonders für Vergleiche, sehr bequem, wenn man statt der Änderung des Dekrements  $b'$  durch irgend eine Erscheinung (z. B. Wirbelströme) den „äquivalenten Widerstand“ angibt. Damit ist derjenige Widerstand  $R'$  gemeint, den man einschalten müßte, damit das Dekrement um  $b'$  vermehrt würde.

Dieser äquivalente Widerstand  $R'$  kann aus 74, Gl. (1), d. h. aus der ermittelten Zunahme des Dekrements  $b'$  und den Dimensionen des Systems berechnet werden.

Will man nur diesen äquivalenten Widerstand wissen, so ist es viel einfacher, die oben angegebene Methode als Kompensationsmethode anzuwenden. Ein Leiter z. B., den man in die Nähe des Sekundärsystems gebracht hat, habe wegen der Wirbelströme einen Rückgang des Ausschlags im Indikatorkreis von  $\alpha_r$  auf  $\alpha'$  hervorgerufen. Um den äquivalenten Widerstand zu bestimmen, schaltet man, nachdem man den Leiter entfernt hat, im Sekundärsystem Widerstand ein, bis der Ausschlag bei Resonanz ebenfalls von  $\alpha_r$  auf  $\alpha'$  zurückgeht. Der Widerstand, bei dem dies der Fall ist, ist der gesuchte äquivalente Widerstand\*).

### 76. Allgemeines über Dämpfungsmessungen.

a. Die Beziehungen von 72 und 74 setzen sämtlich eine so lose Koppelung zwischen Primär- und Sekundärsystem voraus, daß eine merkbare Rückwirkung nicht vorhanden ist.

---

\*) Die Genauigkeit der Messungen kann durch Stoßerregung der Schwingungen [59] sehr erhöht werden <sup>63)</sup>.

Ob das der Fall ist, kann man in folgender Weise kontrollieren. Man baut sich einen Kondensatorkreis (III, Fig. 108) von etwa denselben Dimensionen wie das Sekundärsystem. Diesen koppelt man mit dem Primärsystem ungefähr ebenso fest, wie das Sekundärsystem gekoppelt ist. Ändert sich dadurch bei Resonanz der Stromeffect im Sekundärsystem nicht, so ist auch zwischen Sekundär- und Primärsystem keine merkbare Rückwirkung vorhanden.

Die technischen Wellenmesser haben auf die Erfüllung dieser Bedingung zu Gunsten der bequemen, aber verhältnismäßig unempfindlichen technischen Meßinstrumente verzichtet. Es sind deshalb die Werte sowohl für  $b_1 + b_2$  [72], als für  $b_2$  [74], die man mit ihnen bekommt, im allgemeinen zu groß. Der Fehler kann bis 30 % betragen <sup>67)</sup>. Er kann umso mehr herabgedrückt werden, je größer die

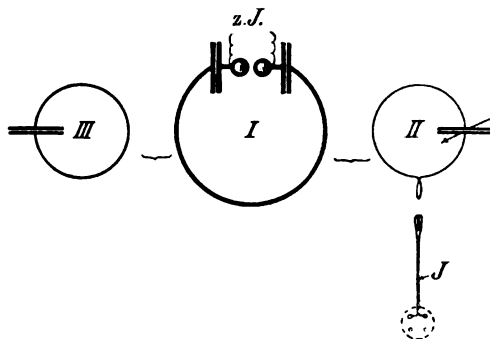


Fig. 108.

Stromamplitude im Primärsystem ist: umso loser ist die Koppelung, bei der man noch einen genügenden Ausschlag im Indikatorkreis erhält.

b. So bequem die vereinfachte Methode 72 a 4 ist, so ist es doch im allgemeinen dringend zu empfehlen, die ganze Resonanzkurve aufzunehmen und aufzuzeichnen. Man erhält dadurch nicht nur eine viel genauere Bestimmung des Dekrements und auch der Frequenz, sondern auch durch die Form der Resonanzkurve ein Kriterium dafür, ob die einfachen Verhältnisse, die man bei Berechnung des Dekrements voraussetzt, auch wirklich vorhanden sind.

c. Der Unterbrecher für den Primärstrom des Funkeninduktors muß sehr regelmäßig arbeiten. Sehr gut sind die Quecksilberturbinenunterbrecher der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft.

Statt Funkeninduktoren sind auch größere Influenzmaschinen zum Laden der Kondensatoren vorzüglich geeignet, vorausgesetzt, daß die Kapazität der Kondensatoren nicht zu groß ist.

c. Die Funkenfolge soll sehr langsam sein. Wenn man als Funkenstrecke Metallkugeln oder Platten in Luft verwendet, so muß

der Primärstrom so gering sein, daß keinesfalls Partialfunken entstehen. Die Ausschläge werden sonst unregelmäßig.

Benützt man als Funkenstrecke eine evakuierte Quecksilberlampe oder eine Metallfunkenstrecke in Wasserstoff, so kann man unter Umständen beliebig viele Partialfunken verwenden, ohne daß Unregelmäßigkeiten entstehen<sup>68)</sup>. Man kann dadurch den Stromeffekt bedeutend steigern.

**d.** Das Material für die Funkenstrecke darf nicht Messing oder Kupfer sein, sonst wird die Entladung unregelmäßig. Zinn, Zink und Aluminium ist sehr geeignet.

Auch die Form der Elektroden an der Funkenstrecke (Platten bzw. Kugeln und bei Kugeln der Radius) ist nicht ohne Einfluß auf die Regelmäßigkeit der Schwingungen. Welche Form am günstigsten ist, hängt von der verwendeten Spannungs- und Stromamplitude (Funkenlänge, Kapazität) ab und wird am besten ausprobiert.

**e.** Die Regelmäßigkeit der Funken läßt sich bedeutend steigern, wenn man an die eine Elektrode der Funkenstrecke eine Spitze (spitzen Draht) anbringt, wie es Fig. 109 zeigt. Man kann den Ab-

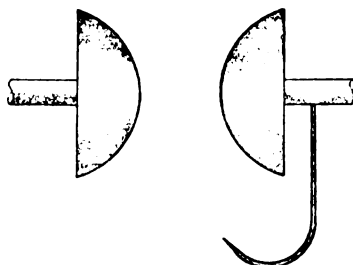


Fig. 109.

stand der Spitze so wählen, daß damit ein sehr regelmäßiges Einsetzen der Funken erzielt wird, ohne daß sich dadurch die Spannungsamplitude merklich ändert (W. Eickhoff<sup>69)</sup>).

**f.** Die Drähte der Sekundärspule des Funkeninduktors sind unmittelbar an die Funkenstrecke anzulegen (also in Fig. 2 S. 1 an die Punkte  $F_1$ ,  $F_2$ , nicht etwa an die Punkte A und B), da sonst die Dämpfung des Primärsystems unter Umständen bedeutend gesteigert werden kann.

**g.** Wenn man im Indikatorkreis ein Drehspulspiegelgalvanometer benützt, so ist es im allgemeinen zu empfehlen, die Spule desselben zu erden. Tut man das nicht, so kann die Spule elektrische Ladungen bekommen, auf welche sie wie die Nadel eines Quadrantelektrometers reagiert.

### § 3. Verwendung der Resonanz zur Untersuchung von Kondensatoren.

#### 77. Bestimmung des Frequenzfaktors.

Eine einfache Anordnung ist z. B. folgende. Man stellt sich ein Primärsystem (Kondensatorkreis I, Fig. 110) her von derjenigen Frequenz, bei welcher der Frequenzfaktor des Kondensators bestimmt werden soll. An den zu untersuchenden Kondensator C wird eine Strombahn angeschlossen, die eine Spule S mit veränderlichem Selbstinduktionskoeffizienten enthält. Durch diese bringt man den Kondensatorkreis II in Resonanz mit dem Primärsystem. Dann ersetzt man den Kondensator C durch einen variablen geeichten Luftkondensator

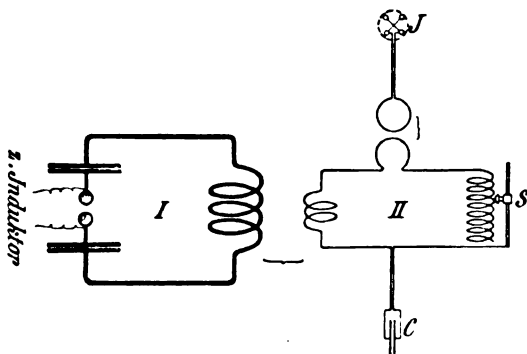


Fig. 110.

und stellt diesen so ein, daß der Kondensatorkreis II wieder in Resonanz mit dem Primärsystem ist. Es ist dann die Kapazität  $\mathfrak{C}$  des zu untersuchenden Kondensators gleich derjenigen des Luftkondensators bei der Resonanzstellung. Bestimmt man außerdem die Kapazität  $C$  des zu untersuchenden Kondensators mit statischer Ladung (vergl. S. 102 Fußnote) so folgt aus

$$\frac{\mathfrak{C}}{C} = \mathfrak{F}$$

der Frequenzfaktor  $\mathfrak{F}$  bei der betreffenden Frequenz.

Die Methode läßt sich den Bedürfnissen jedes Falles entsprechend in der verschiedensten Weise abändern. Wesentlich ist nur der Ersatz der unbekannten Kapazität durch die von der Frequenz unabhängige [7a] eines Luftkondensators mit Hilfe der Resonanz.

Für die Ausführung ist es wichtig, den Selbstinduktionskoeffizienten der Strombahn II so groß zu wählen, daß kleine Ände-

rungen in der Zuleitung zum Kondensator, wie sie durch die verschiedenen Formen des zu untersuchenden Kondensators und des Luftkondensators bedingt sein können, ebenso die Ströme in den Kondensatorbelegungen, keinen merkbaren Einfluß auf die Frequenz haben können.

Sollen die Frequenzfaktoren von mehreren Kondensatoren mit verschiedenem Isolationsmaterial verglichen werden, so ist die Bestimmung bei derselben Amplitude der elektrischen Feldstärke im Isolator (bezw. derselben Belastung) zu machen, da es nicht ausgeschlossen ist, daß die Größe des Frequenzfaktors davon abhängt.

### 78. Energieabsorption durch dielektrische Hysteresis.

a. Die Anordnung ist dieselbe wie in Fig. 110. Das Sekundärsystem II, das den zu untersuchenden Kondensator enthält, sei in Resonanz mit dem Primärsystem, der Ausschlag im Meßinstrument des Indikatorkreises  $= \alpha'$ . Man ersetzt den Kondensator C durch einen variablen Luftkondensator und stellt ihn so ein, daß wieder Resonanz vorhanden ist. Der Ausschlag im Meßinstrument sei jetzt  $\alpha_r$ . Dann ergibt sich die Zunahme  $\delta'$ , welche das Dekrement des Sekundärkreises durch die Energieabsorption im Kondensator C erfahren hat und welche die Energieabsorption des betreffenden Isolationsmaterials charakterisiert [15], aus den Beziehungen 74, Gl. (2).

b. Für den Vergleich verschiedener Kondensatoren kann es einfacher sein, den äquivalenten Widerstand [75b] des Kondensators durch Substitution zu bestimmen<sup>17)</sup>. Zu diesem Zweck schaltet man, nachdem man den Kondensator C durch den Luftkondensator ersetzt und wieder auf Resonanz eingestellt hat, so viel Widerstand in den Sekundärkreis ein, bis der Ausschlag im Meßinstrument wieder  $\alpha'$  geworden ist. Der Widerstand  $R'$ , der dazu nötig war, ist der äquivalente Widerstand des Kondensators.

c. Bei der Ausführung der Methode, die nach den verschiedensten Richtungen abgeändert werden kann, sind besonders Wirbelströme in den Kondensatorbelegungen zu vermeiden. Ihr Einfluß kann die Resultate völlig fälschen. Bei Kondensatoren von der Form der Leidener Flaschen ist es schwer, sie zu vermeiden oder auch nur zu kontrollieren, ob sie vermieden sind. Ein, aber nur bei Plattenkondensatoren bequemes, Kontrollverfahren ist, den Kondensatoren die verschiedensten Stellungen zu geben oder die Kondensatorbelegungen einmal aus Zinkblech und dann aus ungefähr ebenso dickem Kupferblech herzustellen. Zeigt sich dabei keine Än-

derung des Ausschlags, so kann man im allgemeinen sicher sein, daß die Wirbelströme keine in Betracht kommende Rolle spielen.

d. Für den Vergleich der Energieabsorption in verschiedenen Materialien ist es notwendig, stets dieselbe Amplitude des elektrischen Felds im Isolator (bzw. dieselbe Belastung) herzustellen, da davon die Energieabsorption abhängen kann. Ebenso sind nur solche Werte, die bei derselben Frequenz bestimmt wurden, ohne weiteres vergleichbar.

### 79. Das Sprühen der Kondensatoren (W. Eickhoff)<sup>70)</sup>.

a. In Fig. 111 ist die Kurve a die Resonanzkurve eines Kondensatorkreises, bei dem die Kondensatoren nicht sprühten; die Kurve b

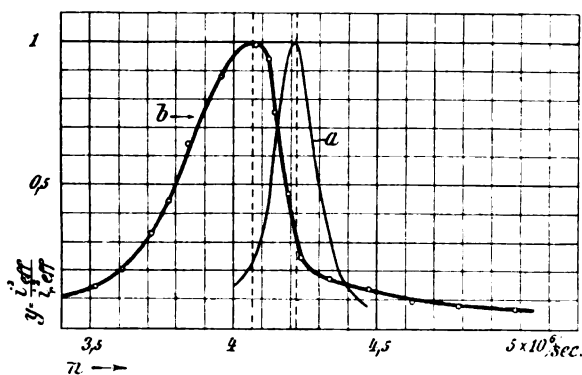


Fig. 111.

die Resonanzkurve desselben Kreises, als die Kondensatoren kräftig sprühten. Der Unterschied zwischen beiden Kurven besteht in zwei Punkten:

1. Die Kurve b ist unsymmetrisch: sie fällt nach der Seite der kleineren Frequenzen viel flacher ab als nach der anderen Seite, während die Kurve a symmetrisch nach beiden Seiten verläuft<sup>71)</sup>.

2. Der Punkt, in welchem der Stromeffect ein Maximum wird (Resonanzpunkt), ist nach der Seite der kleineren Frequenzen verschoben.

Beides ist charakteristisch für sprühende Kondensatoren.

b. Die Erklärung dieser Erscheinung ist in folgendem zu suchen.

Durch das Sprühen (vergl. Fig. 21 a und b S. 24) bekommt auch der unbelegte Teil des Kondensators Ladungen, die Kapazität des Kondensators wird dadurch vergrößert, die Frequenz des Kondensatorkreises verkleinert. Die Verkleinerung der Frequenz wird aber nicht derselben Art sein, wie wenn einfach den Belegungen ein zweiter Kondensator durch metallische Verbindung parallel geschaltet wäre.



Die leitende Verbindung des unbelegten mit dem belegten Teil ist ja durch kleine Fünkchen (eben das Sprühen) hergestellt, die bald hier, bald dort in unregelmäßiger Weise auftreten. Infolge davon wird sich bald ein kleinerer, bald ein größerer Teil der Ladung auf dem unbelegten Teil an der Schwingung beteiligen können. Die inkonstante Größe dieser parasitären Kapazität und ihre unregelmäßige Verbindung mit dem belegten Kondensator wird die Frequenz von einem gewissen (durch die Kapazität des belegten Teils allein bestimmten) Maximalwert nach abwärts schwanken lassen\*).

Wirkt also ein solcher Kondensatorkreis auf einen Resonanzkreis und variiert man dessen Frequenz von den höheren Werten beginnend zu den kleineren, so steigt der Stromeffekt verhältnismäßig rasch an, sobald man sich dieser maximalen Frequenz nähert. Es wird aber einen verhältnismäßig hohen Wert behalten, solange die Frequenz des Resonanzkreises in demjenigen Gebiet bleibt, innerhalb dessen die Schwingungszahlen des Primärkreises hin und her schwanken. Die Folge ist demnach eine Verbreiterung der Resonanzkurve in der Richtung der kleineren Frequenzen.

c. Die Verbreiterung der Resonanzkurve bedeutet eine starke Schädigung der Resonanzschärfe: sie ist, wie aus dem Gesagten hervorgeht, bedingt in erster Linie durch das Hin- und Herschwanken der Frequenz. Sie kann bei weitem schlimmer sein, als sie durch die Energieverluste, mit denen man sonst zu tun hat, hervorgerufen wird.

Um einen zahlenmäßigen Wert für die Schädigung der Resonanzschärfe durch das Sprühen zu bekommen, kann man auf die Resonanzkurven die Beziehungen von 72 anwenden und aus ihnen  $\delta_1 + \delta_2$  ermitteln. Zieht man davon das Dekrement des Meßkreises  $\delta_2$  ab, so bleibt die Größe  $\delta_1$ .  $\delta_1$  kann dann aufgefaßt werden als das Dekrement eines Kondensatorkreises ohne Sprühen, der dieselbe Resonanzschärfe liefert\*\*).

Das Resultat von Messungen dieser Art ist in Fig. 112 dargestellt. Die drei ausgezogenen Kurven zeigen die Abhängigkeit der Größe  $\delta_1$  von der Spannungsamplitude bei drei Kondensatorkreisen mit denselben Strombahnen. Bei dem einen derselben bestand die Kapazität aus einer Leidener Flasche\*\*\*), bei dem zweiten aus  $2 \times 2$  Leidener Flaschen\*\*\*), in der Schaltung von Fig. 10, bei dem dritten aus  $3 \times 3$  Flaschen\*\*\*), in der Schaltung von Fig. 11. Im ersten Fall besteht

\*) Hand in Hand mit dem Schwanken der Frequenz geht jedenfalls auch noch ein Schwanken der Anfangsamplitude und auch ein unregelmäßiger Abfall der Amplitude während einer einzigen Schwingung.

\*\*) Mit dem tatsächlichen Abfall der Amplitude in dem sprühenden Kondensatorkreis hat es also nichts zu tun.

\*\*\*) Alle Flaschen hatten ungefähr dieselbe Kapazität; es war also die wirksame Kapazität bei den drei Kondensatorkreisen merklich dieselbe.

zwischen den Kondensatorbelegungen die ganze Spannungsamplitude, im zweiten Fall nur die Hälfte, im dritten Fall nur der dritte Teil. Infolge davon ist auch das Sprühen am stärksten im ersten Fall, am schwächsten im dritten.

Die obere Kurve zeigt, wie außerordentlich schädlich der Einfluß des Sprühens auf die Resonanzschärfe sein kann. Ein Vergleich der drei Kurven beweist, daß diesem schädlichen Einfluß in wirksamer Weise durch kombinierte Serien- und Parallelschaltung der Kondensatoren begegnet werden kann.

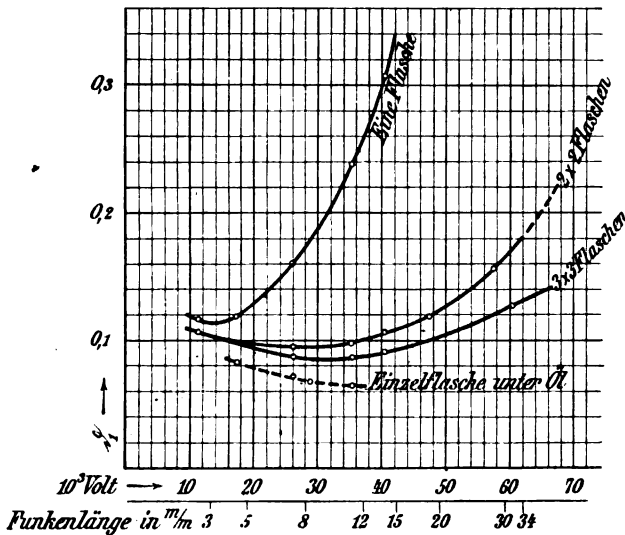


Fig. 112.

d. Auf der anderen Seite bedeutet aber diese Schaltung eine nicht unbedeutende Komplikation, und es liegt deshalb der Wunsch nahe, das Sprühen auf einfachere Weise zu verhindern. Ein solches Mittel ist, die Kondensatoren oder wenigstens den Rand ihrer Belegungen in dickflüssiges Öl zu setzen. Daß es dadurch möglich ist, den schädlichen Einfluß des Sprühens zu unterdrücken, zeigt die gestrichelte Kurve von Fig. 112.

Allein es ist dies ein gefährliches Mittel<sup>72)</sup>: die Kondensatoren werden, wenn die Spannungen nicht verhältnismäßig gering\*) sind, ziemlich sicher durchschlagen. So schlimm das Sprühen ist, so hat

\*) Bei besten Flintglasflaschen von 5 mm Dicke ist 30 000 Volt (1 cm Schlagweite) die äußerste Grenze.

es doch die gute Eigenschaft, daß es eine gewisse Sicherung gegen das Durchschlagenwerden der Kondensatoren darstellt.

e. Folgerungen von praktischer Wichtigkeit, die sich aus dem Vorhergehenden ergeben, sind:

1. Die Verschiebung der Resonanzlage [a 2] wächst unter sonst gleichen Umständen mit der Spannungsamplitude und zwar, wie Versuche gezeigt haben, beinahe proportional derselben. Bei Primärsystemen, bei denen das Sprühen nicht ganz vermieden werden kann, muß also die Abstimmung von Primär- und Sekundärsystem bei derselben Spannung stattfinden, bei welcher die Systeme nachher benützt werden sollen.

2. Der Einfluß des Sprühens ist unter sonst gleichen Umständen bei zylindrischen Kondensatoren umso größer, je größer der Durchmesser im Verhältnis zur Länge ist. Es ist in dieser Beziehung also günstiger, lange schmale Flaschen zu verwenden, als kurze breite.

#### § 4. Verwendung von Resonanzkurven zur Untersuchung gekoppelter Systeme (J. Zenneck, C. Fischer, M. Wien)<sup>73)</sup>.

##### 80. Ermittlung von Frequenz, Dekrement und Koppelungsgrad.

Wenn man auf einen Meßkreis die Schwingungen von gekoppelten abgestimmten Systemen [55 ff.] einwirken läßt, so bekommt man bei

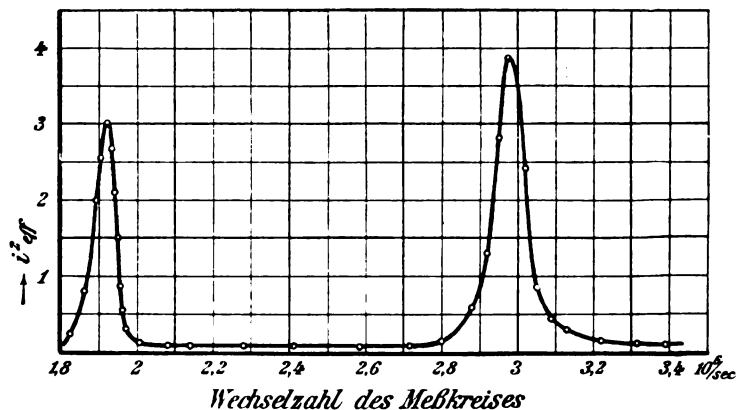


Fig. 113.

ziemlich fester Koppelung der beiden Systeme Resonanzkurven von der Form der in Fig. 113 dargestellten. Auf die beiden Teile, in welche die Resonanzkurve zerfällt, kann man ohne weiteres die Beziehungen von 65 und 72 anwenden. Man erhält die Dekremente  $\delta^I$  und  $\delta^{II}$ ,

die Frequenzen  $N^I$  und  $N^{II}$  bzw. Wellenlängen  $\lambda^I$  und  $\lambda^{II}$  der beiden Schwingungen und aus

$$K' = \frac{1 - \left(\frac{N^{II}}{N^I}\right)^2}{1 + \left(\frac{N^{II}}{N^I}\right)^2} = 1 - \left(\frac{N}{N^I}\right)^2 = \left(\frac{N}{N^{II}}\right)^2 - 1$$

$$= \frac{1 - \left(\frac{\lambda^I}{\lambda^{II}}\right)^2}{1 + \left(\frac{\lambda^I}{\lambda^{II}}\right)^2} = 1 - \left(\frac{\lambda^I}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{\lambda^{II}}{\lambda}\right)^2 - 1$$

( $N$  bzw.  $\lambda$  = Frequenz bzw. Wellenlänge der beiden Systeme vor der Koppelung) den Koppelungsgrad  $K'$  [56]. Für nicht zu feste Koppelung kann dies ersetzt werden durch die einfache Beziehung

$$K' = \frac{\lambda^{II} - \lambda^I}{\lambda}.$$

In Tab. X ist der Koppelungsgrad  $K'$  für die verschiedensten Verhältnisse der Frequenzen berechnet.

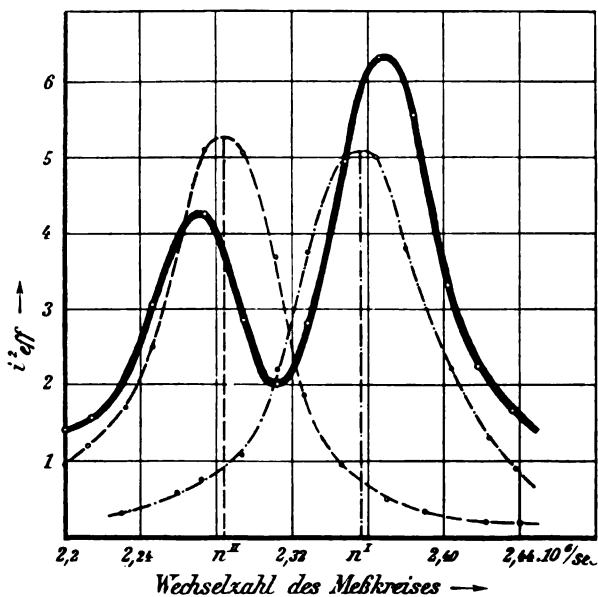


Fig. 114.

Bei loser Koppelung liegen aber die Verhältnisse anders. Die Resonanzkurven haben die Form der stark ausgezogenen Kurve von Fig. 114. Die beiden Scheitelpunkte fallen im allgemeinen nicht auf

diejenigen Wechselzahlen, welche mit den Wechselzahlen der beiden Schwingungen identisch sind. Aus der Lage der Scheitelpunkte können demnach die Wechselzahlen  $n^I$  und  $n^{II}$  bzw. Frequenzen  $N^I$  und  $N^{II}$  oder Wellenlängen  $\lambda^I$  und  $\lambda^{II}$  nicht bestimmt werden. Ebenso wenig lassen sich die Dekremente nach dem in 72 angegebenen Verfahren ableiten. Man ist in diesem Falle auf die folgende Methode angewiesen<sup>74)</sup>.

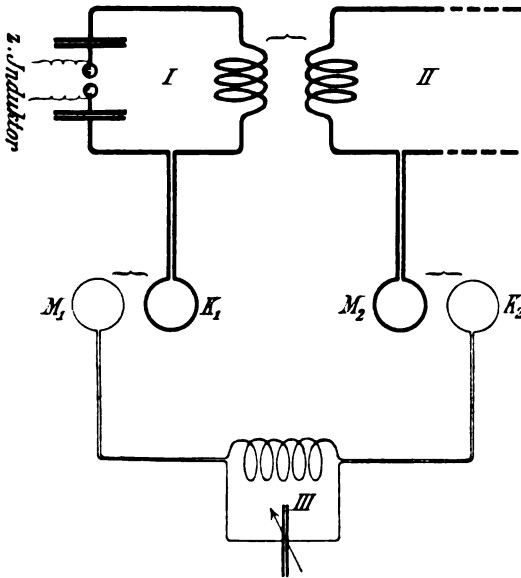


Fig. 115.

a. Die Grundlage der Methode bildet die in 58b angegebene Tatsache, daß von den Schwingungen derselben Frequenz annähernd

$$\left. \begin{matrix} J_{1I}^I \\ J_{2I}^I \end{matrix} \right\} \text{ gleichphasig, } \left. \begin{matrix} J_{1I}^{II} \\ J_{2I}^{II} \end{matrix} \right\} \text{ um } 180^\circ \text{ in der Phase verschoben}$$

sind. Diese Tatsache macht es möglich, die Wirkung des einen Paares auf den Meßkreis zu eliminieren und nur das andere Paar auf denselben wirken zu lassen.

b. Die Anordnung ist schematisch in Fig. 115 abgebildet. Man denke sich in das Primär- und Sekundärsystem je einen kleinen Drahtkreis  $K_1$  bzw.  $K_2$  eingeschaltet, ebenso ähnliche zwei Kreise  $M_1$  bzw.  $M_2$  in den Meßkreis (III).  $K_1$  induziere nur auf  $M_1$ ,  $K_2$  nur auf  $M_2$ .

Für die Phase der elektromotorischen Kräfte  $\mathcal{E}$ , welche durch die vier Schwingungen im Meßkreis induziert werden, gilt dann Entsprechendes wie für die Ströme. Es sind annähernd

$$\left. \begin{matrix} \mathcal{E}_{1I}^I \\ \mathcal{E}_{2I}^I \end{matrix} \right\} \text{ gleichphasig, } \left. \begin{matrix} \mathcal{E}_{1I}^{II} \\ \mathcal{E}_{2I}^{II} \end{matrix} \right\} \text{ um } 180^\circ \text{ in der Phase verschoben.}$$

Die beiden ersten werden sich also verstärken, die beiden letzten sich schwächen.

Die Amplituden dieser elektromotorischen Kräfte hängen, abgesehen von den Amplituden der Ströme  $J_1^I$ ,  $J_2^I$  etc., ab von dem Abstand der Kreise  $K_1 M_1$  und  $K_2 M_2$ . Reguliert man diesen Abstand so, daß die Amplitude von  $\mathcal{E}_1^{II}$  und  $\mathcal{E}_2^{II}$  gleich wird, so heben  $\mathcal{E}_1^I$  und  $\mathcal{E}_2^{II}$  sich vollkommen auf.

Das Resultat ist dann: Die Schwingung II (Frequenz  $N^{II}$ ) übt überhaupt keine Wirkung auf den Meßkreis aus. Für den Meßkreis liegen die Verhältnisse so, wie wenn nur eine einzige Schwingung mit der Frequenz  $N^I$  und dem Dekrement  $\delta^I$  vorhanden wäre. Nimmt man also die Resonanzkurve auf, so erhält man nur die Resonanzkurve dieser Schwingung und daraus in bekannter Weise die Wechselzahl  $n^I$  bzw. Frequenz  $N^I$  oder Wellenlänge  $\lambda^I$  und das Dekrement  $\delta^I$ .

Um umgekehrt die Wirkung der Schwingung I aufzuheben und ausschließlich Schwingung II zur Wirkung gelangen zu lassen, braucht man nur den Kreis  $M_1$  (oder auch  $M_2$ ) um  $180^\circ$  zu drehen und im übrigen, wie oben angegeben, zu verfahren; jetzt heben sich  $\mathcal{E}_1^I$  und  $\mathcal{E}_2^I$  auf und  $\mathcal{E}_1^{II}$  und  $\mathcal{E}_2^{II}$  verstärken sich.

c. Der Gang einer Messung ist also der folgende. Man nimmt zuerst eine Resonanzkurve auf, die im allgemeinen zwei Maxima besitzen wird. Nun variiert man den Abstand von  $M_1$  und  $K_1$  (oder  $M_2$  und  $K_2$ ) so lange, bis in der Resonanzkurve nur ein Maximum übrig geblieben und jede Andeutung des zweiten verschwunden ist: die Resonanzkurve ist jetzt die normale Resonanzkurve der einen Schwingung. Jetzt dreht man  $M_1$  um  $180^\circ$ . Von dem früheren Maximum wird höchstens noch eine Spur vorhanden sein; man bringt sie ganz zum Verschwinden durch Nachregulieren des Abstands von  $M_1$  und  $K_1$  (oder  $M_2$  und  $K_2$ ). Die Kurve ist dann die Resonanzkurve der zweiten Schwingung.

Auf diese Weise ist die gestrichelte und strichpunktierte Kurve von Fig. 114 erhalten worden. Es sind die normalen Resonanzkurven der beiden Schwingungen: sie geben die Frequenzen  $N^I$   $N^{II}$ , die Dekremente  $\delta^I$   $\delta^{II}$  und den Koppelungsgrad  $K'$ .

d. Bei der praktischen Ausführung können die Kreise  $K_1$  und  $K_2$  fehlen: man läßt Primär- und Sekundärsystem, so wie sie eben beschaffen sind, auf die Kreise  $M_1$  und  $M_2$  induzieren. Die Kreise  $M_1$  und  $M_2$  behält man aber am besten bei, da sie die Arbeit sehr erleichtern. Zu beachten ist ferner:

1. Durch die Änderungen in der Lage von  $M_1$  (bzw.  $M_2$ ) darf der Selbstinduktionskoeffizient des Meßkreises nicht geändert werden. Man erreicht dies, wenn man die Zuleitungen zu  $M_1$  und  $M_2$  vom übrigen Meßkreis aus einander naheliegenden Drähten herstellt.

2. Wesentlich ist bei genauen Messungen, daß bei der Aufnahme der Resonanzkurve einer Schwingung die Wirkung der anderen auf den Meßkreis

vollkommen ausgeschaltet wird. Man erreicht dies auf folgende Weise. Es soll z. B. die Schwingung II eliminiert werden. Die Anwendung der oben angegebenen Methode habe einen gewissen vorläufigen Wert von  $N^{\text{II}}$  geliefert. Auf diesen stellt man die Frequenz des Meßkreises ein. Dann bringt man die Kreise  $M_1$  und  $K_1$  in eine Lage, daß sich die EMK  $\mathcal{E}_1^{\text{II}}$  und  $\mathcal{E}_2^{\text{II}}$  verstärken und daß der Stromeffect im Meßkreis möglichst groß wird. Nun erst dreht man  $M_1$  um  $180^\circ$ : die Wirkung der Schwingung II ist dann viel vollständiger eliminiert, als es vorher der Fall war \*).

### 81. Feste Koppelung abgestimmter Systeme. Stromeffect in einem dritten System.

Ein mit einem Primärsystem fest gekoppeltes und auf ihn abgestimmtes Sekundärsystem möge in extrem loser Koppelung auf ein drittes System (Meßkreis) induzieren. Dann interessieren zwei Fragen:

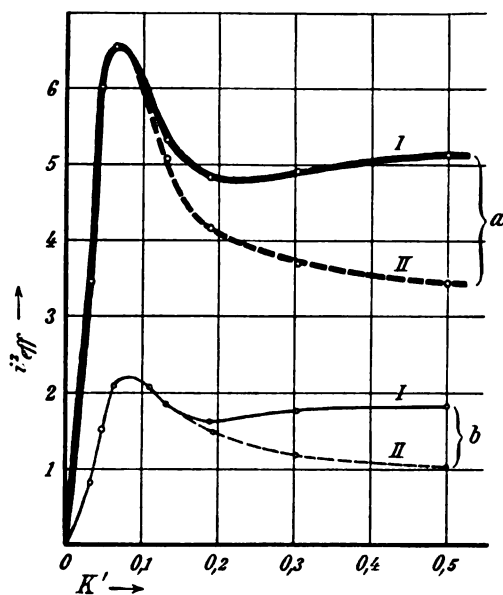


Fig. 116.

1. Wie hängt der gesamte Stromeffect im dritten System ab von der Frequenz dieses Systems?

\*) Der Grund, weshalb eine solche Vorsichtsmaßregel nötig ist, hängt damit zusammen, daß der Ausschlag der Meßinstrumente, die für diesen Zweck verwendet werden können, durch den Mittelwert des Quadrats der Stromstärke bedingt ist. Auch dann, wenn die Wirkung der Schwingung II nicht genügt, um an den unteren Teilen der Resonanzkurve von Schwingung I die Andeutung eines zweiten Maximums hervorzurufen, kann sie den Verlauf der Resonanzkurve in ihrem oberen Teil stark beeinflussen.

2. Wenn das dritte System auf eine der Schwingungen des Sekundärsystems abgestimmt ist, wie hängt der Stromeffekt in diesem dritten System ab von der Koppelung zwischen Primär- und Sekundärsystem?

a. Die erste Frage läßt sich unmittelbar an der Hand des in 80 Besprochenen beantworten. Die stark ausgezogene Kurve von Fig. 114 stellt ja die Abhängigkeit des Stromeffekts im dritten System von der Frequenz dieses Systems dar. Ein Vergleich mit der ge-

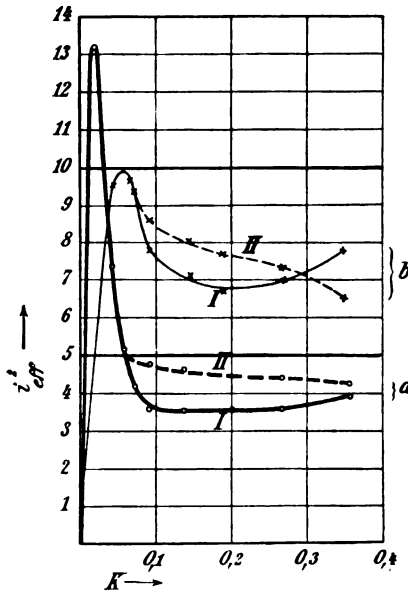


Fig. 117.

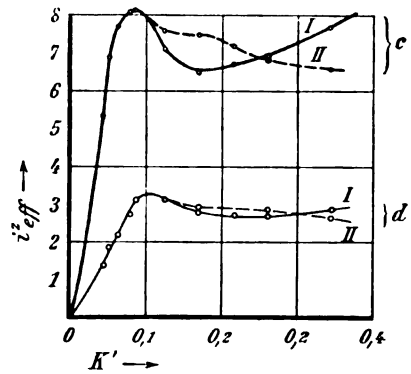


Fig. 118.

strichelten und strichpunktierter Kurve (Resonanzkurve der einzelnen Schwingungen) zeigt, daß das Maximum des Stromeffekts im dritten

- \*) Fig. 116:  $C_1 = C_2 = 0,85 \cdot 10^{-3}$  MF.  $L_1 = L_2 = 22\,000$  cm;  $b_1 = 0,11$   
 a)  $b_2 = 0,14$   $b_3 = 0,10$   
 b)  $b_2 = 0,20$   $b_3 = 0,20$ .

Fig. 117 u. 118:

$$C_1 = 5,29 \cdot 10^{-3} \text{ MF.}$$

$$C_2 = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ „}$$

$$\text{Fig. 117 a: } b_2 = 0,034$$

$$b_3 = 0,031$$

$$\text{Fig. 118 c: } b_2 = 0,21$$

$$b_3 = 0,20$$

$$L_1 = 6\,230 \text{ cm} \quad b_1 = 0,15.$$

$$L_2 = 73\,000 \text{ „}$$

$$\text{Fig. 117 b: } b_2 = 0,10$$

$$b_3 = 0,10$$

$$\text{Fig. 118 d: } b_2 = 0,37$$

$$b_3 = 0,31.$$

Fig. 119: wie bei den entsprechend bezeichneten Kurven von Fig. 117 bzw. 118.

Funkenlänge im Primärsystem ca. 6 mm.



System nicht dann eintritt, wenn es dieselbe Frequenz hat wie eine der Schwingungen im Sekundärsystem. Das Maximum ist für die langsamere Schwingung bei etwas niedrigerer, für die schnellere Schwingung bei etwas höherer Frequenz vorhanden.

Die Kurven von Fig. 114 entsprechen einer ziemlich losen Koppelung ( $K' = 0,028$ ). Je fester die Koppelung ist, umso mehr fallen

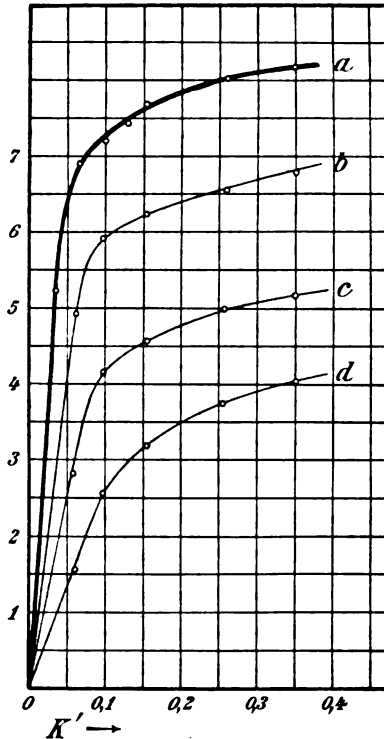


Fig. 119.

die Maxima des Stromeffekts im dritten System auf die Frequenzen  $N^I$  und  $N^{II}$  der Schwingungen im Sekundärsystem.

b. In den Fig. 116, 117 und 118 sind einige Kurven angegeben, welche den Stromeffekt im dritten System in seiner Abhängigkeit von der Koppelung darstellen, einmal, wenn das dritte System auf die schnellere Schwingung (I), und dann, wenn es auf die langsamere Schwingung (II) abgestimmt ist. Die Kurven zeigen:

1. In allen Fällen ist bei beiden Schwingungen ein ausgesprochenes Maximum des Stromeffekts vorhanden, das bei einer relativ sehr losen Koppelung liegt. Das Maximum ist unter sonst gleichen Umständen

umso ausgesprochener, je geringer die Dämpfung des zweiten und dritten Systems ist.

2. Bis zu diesem Maximum ist ein Unterschied zwischen der schnelleren Schwingung (I) und der langsameren (II) nicht zu bemerken. Steigert man aber die Koppelung über dieses Maximum hinaus, so kann unter Umständen die Schwingung mit der höheren Frequenz (I) einen erheblich größeren Stromeffect liefern als die Schwingung mit der niedrigeren Frequenz.

Die Kurven Fig. 116, 117 und 118 beziehen sich auf den Fall, daß das Primärsystem eine Funkenstrecke enthält. Das zweite Resultat gilt auch nur für diesen Fall. Wenn das Primärsystem ohne Funkenstrecke ist, so folgt aus der Theorie, daß der Stromeffect der beiden Schwingungen derselbe sein muß.

c. Es ist für manche Fragen von Interesse, den Stromeffect in einem dritten, abgestimmten System zu vergleichen mit dem Gesamtstromeffect im Sekundärsystem. Wie dieser vom Koppelungsgrad abhängt, ist für dieselben Systeme, auf welche sich die Fig. 117 und 118 bezogen, in Fig. 119 dargestellt: Der Stromeffect steigt mit Vergrößerung des Koppelungsgrads anfangs sehr rasch, von einem gewissen Koppelungsgrad an sehr langsam an.

## 82. Koppelung verstimmter Systeme. Stromeffect in einem dritten System (M. Wien)<sup>75)</sup>.

Wenn das Primär- und Sekundärsystem vor der Koppelung nicht genau dieselbe Frequenz hatten, sondern etwas gegeneinander verstimmt waren, so ändern sich die Verhältnisse etwas.

a. Die Theorie gibt für Systeme ohne Funkenstrecke das folgende Resultat. Sind die Dekremente  $\delta_1$  und  $\delta_2$  von Primär- und Sekundärsystem vor der Koppelung verschieden, so kann man durch Verstimmung der beiden Systeme bei einer von beiden Schwingungen einen Stromeffect erzielen, der höher ist, als wenn Primär- und Sekundärsystem aufeinander abgestimmt sind.

1. Ist  $\delta_1 < \delta_2$ , so erhält man eine Verstärkung des Stromeffects für die Schwingung mit der höheren Frequenz (I), wenn das Primärsystem eine höhere Frequenz besitzt als das Sekundärsystem. Im entgegengesetzten Fall ist es der Stromeffect der langsameren Schwingung (II), der verstärkt wird.

2. Ist  $\delta_1 > \delta_2$ , so gilt, was eben für die schnellere Schwingung (I) gesagt war, für die langsamere und umgekehrt.

Die Verstärkung des Stromeffekts wird bei einem gewissen Verstimmungsgrad  $\left(\frac{N_1 - N_2}{N_2}\right)$  ein Maximum. Diese Verstimmung muß unter sonst gleichen Umständen umso größer sein, je größer die Differenz zwischen den Dekrementen  $\delta_1$  und  $\delta_2$  und je fester die Koppelung ist. Mehr als 20 % Verstärkung scheint man im allgemeinen nicht erzielen zu können.

b. Bei einem Primärsystem mit Funkenstrecke bleiben die Verhältnisse, soweit die bisherigen Versuche ein Urteil darüber zulassen, qualitativ ebenso. Nur ist die Verstärkung im allgemeinen überhaupt etwas geringer als bei einem Primärsystem ohne Funkenstrecke und unter Umständen erscheint die schnellere Schwingung (I) bevorzugt.

---

## Kapitel VI.

# Die Antenne.

---

### 83. Allgemeines.

Wie bei der gewöhnlichen Telegraphie gehören zu einer Anlage für drahtlose Telegraphie zwei Stationen: die „*Sendestation*“ und die „*Empfangsstation*“. Die Gesamtheit der Apparate, welche zum Absenden der Telegramme gebraucht werden, bezeichnet man als „*Sender*“, das Entsprechende bei der Empfangsstation als „*Empfänger*“.

Jede Station besitzt einen offenen Oszillator, die „*Antenne*“, den „*Luftleiter*“. In dieser werden beim Sender elektromagnetische Schwingungen erzeugt und dadurch elektromagnetische Wellen ausgesandt. Diese pflanzen sich nach allen Richtungen und damit auch zur Empfangsstation fort und erregen in der Antenne dieser Station Schwingungen, die den dort befindlichen Empfangsapparat zum Ansprechen bringen.

Soll ein Punkt des Morsealphabets telegraphiert werden, so werden die elektromagnetischen Wellen nur ganz kurz, soll ein Strich übermittelt werden, so werden die Wellen längere Zeit ausgesandt.

## § 1. Die verschiedenen Antennenarten.

### 84. Die Form der Luftleiter.

a. Die einfachste Form der Antenne besteht aus einem vertikalen Draht, der isoliert aufgehängt ist: *Einfachantenne*. Sie ist nichts anderes als ein gerader linearer Oszillator.

Im Gebrauch sind diese Einfachantennen wohl nur noch bei fahrbaren Stationen, wenn Luftballons oder Drachen zum Tragen des Drahtes benützt werden und die Verwendung sehr großer Drahtlängen gestatten.

Als Einfachantennen besonderer Art sind Wasserstrahlen<sup>76)</sup>, die durch eine Pumpe in die Höhe gespritzt werden, mit Erfolg ver-

sucht worden. Wenn sie auch wegen ihres hohen Widerstandes Antennen aus Drähten sicher in der Wirkung nachstehen\*), so können

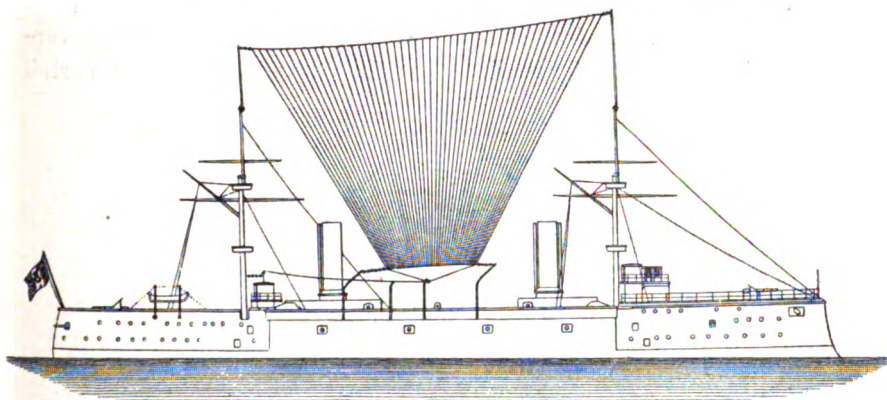


Fig. 120.

sie in außergewöhnlichen Fällen (z. B. in einem Fort oder Kriegsschiff während eines feindlichen Feuers, das die normalen Antennen schon zerstört hat) doch von Nutzen sein.

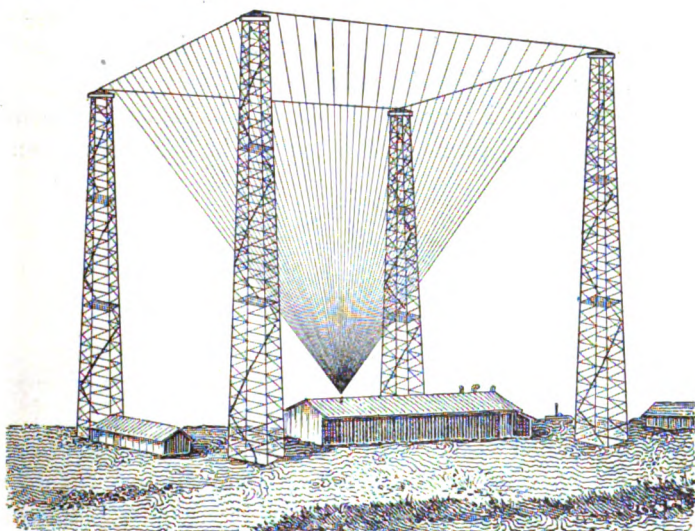


Fig. 121.

**b.** Die Verwendung einer großen Anzahl von nahezu vertikalen Drähten führt zur „Mehrfachantenne“, die in der Form der „Harfen-

\*) Eine Anordnung, die mit 40 m hoher Drahtantenne 480 km Entfernung gab, lieferte mit Wasserstrahlantenne 160 km.

bezw. *Kegelantenne*“ in den Fig. 120\*) und 121\*\*) abgebildet ist. Einen Querschnitt der „*Doppelkegelantenne*“ zeigt Fig. 122.

c. Der Vorschlag, Antennen mit sehr großer Kapazität, am oberen Ende sog. „*Antennen mit verstärkter Endkapazität*“ zu verwenden, ist wohl zuerst von A. Blondel<sup>30)</sup> gemacht und der Vorteil

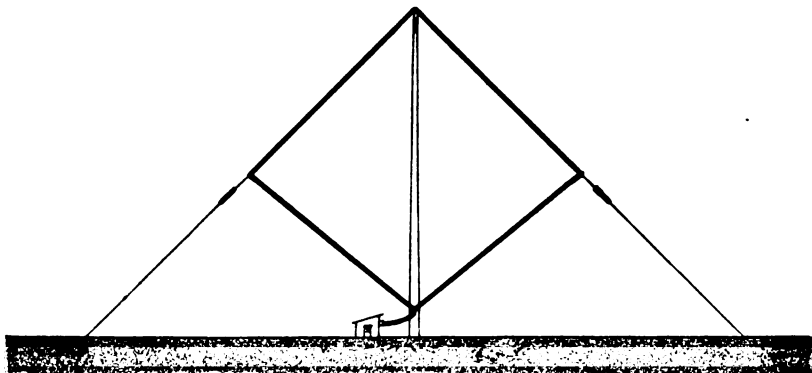


Fig. 122.

dieser Anordnung klar hervorgehoben worden. Die von ihm vorgeschlagene Form der Endkapazität — horizontales quadratisches Netzwerk aus Drähten — ist aber praktisch nicht sehr günstig, da zum Tragen der Kapazität vier Türme nötig sein würden.

In neuester Zeit ist an Stelle davon die sog. „*Schirmantenne*“ sehr in Aufnahme gekommen. Sie besteht in der einfachsten Form

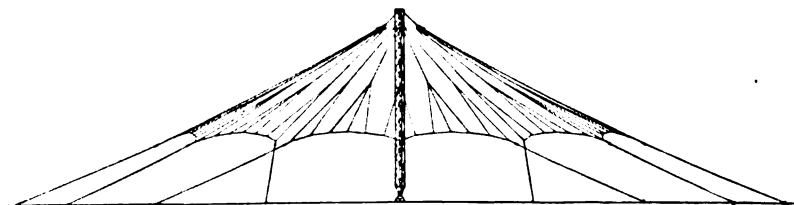


Fig. 123.

aus einem vertikalen Draht oder Drahtbündel, von dessen oberem Ende schräg nach unten strahlenförmig Drähte gezogen sind, die bis in die Nähe des Erdbodens gehen können\*\*\*).

\*) Kriegsschiff „Carlo Alberto“ der italienischen Marine, mit dem Marconi im Jahre 1902 Versuche auf große Entfernung machte (aus Zammarchi S. 117).

\*\*) Poldhu-Station Marconi's für sehr große Entfernung. Sie war lange Zeit im Betrieb, um Schiffe auf dem Wege zwischen Europa und Nordamerika mit drahtlosen Telegrammen zu versehen (nach Zammarchi S. 105).

\*\*\*) Wohl zuerst von O. Lodge und A. Muirhead verwendet <sup>77)</sup>.

Die Form, welche die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie<sup>78)</sup> dieser Antenne für die Station Nauen gegeben hat, ist in Fig. 123 schematisch abgebildet. Ein 100 m hoher Turm, der unten in eine sorgfältig vom Boden isolierte Kugel endigt, dient einerseits zum Tragen der ganzen Antenne, anderseits zusammen mit einem

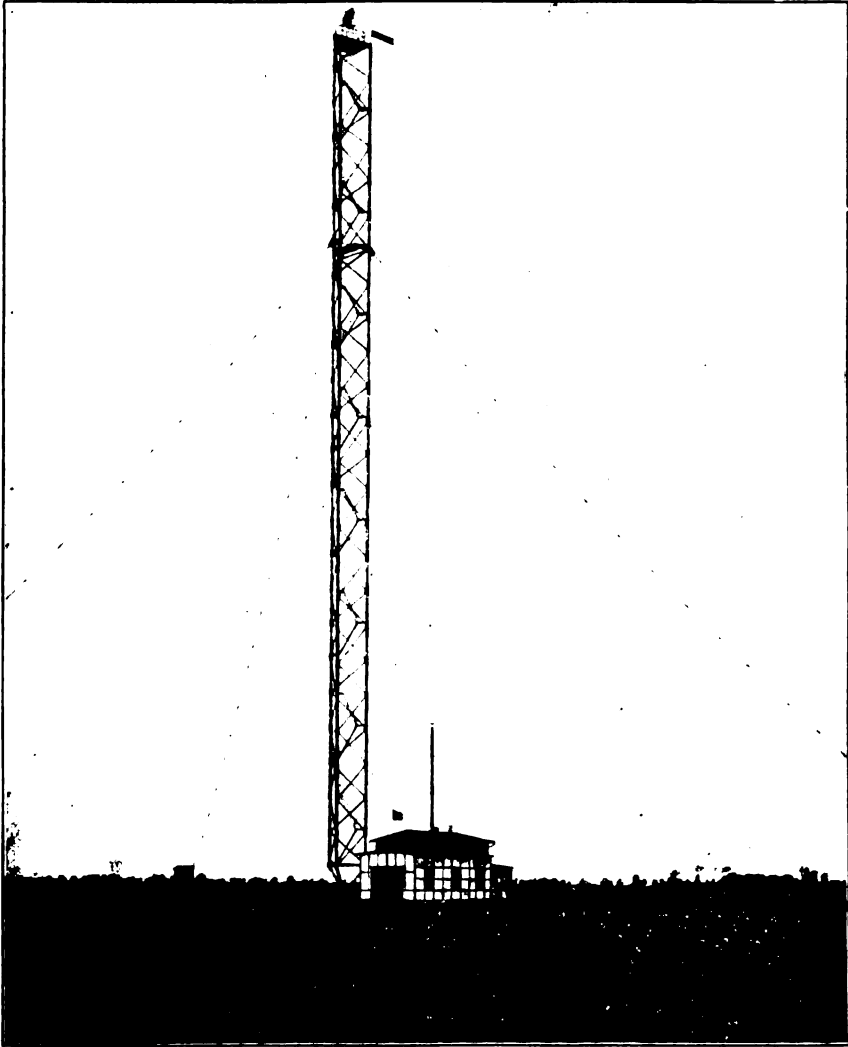


Fig. 124.

Bündel Drahtlitzen, mit denen er in leitender Verbindung steht, als vertikale Strombahn. Die absteigenden Drähte gehen bis etwa 35 m vom Boden. Der Turm wird in der vertikalen Lage erhalten durch drei Pardunen, die aus einer Anzahl starker vom Boden isolierter Stäbe von Rundeisen bestehen und in einer Höhe von 75 m vom Boden am Turme angreifen (Fig. 124).

d. Als Antennen mit verstärkter Endkapazität müssen bis zu einem gewissen Grade auch solche Antennen betrachtet werden, die

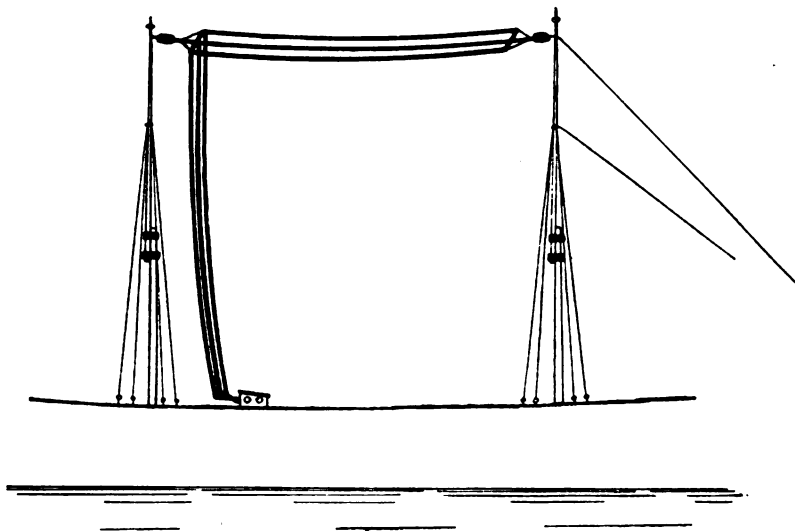


Fig. 125.

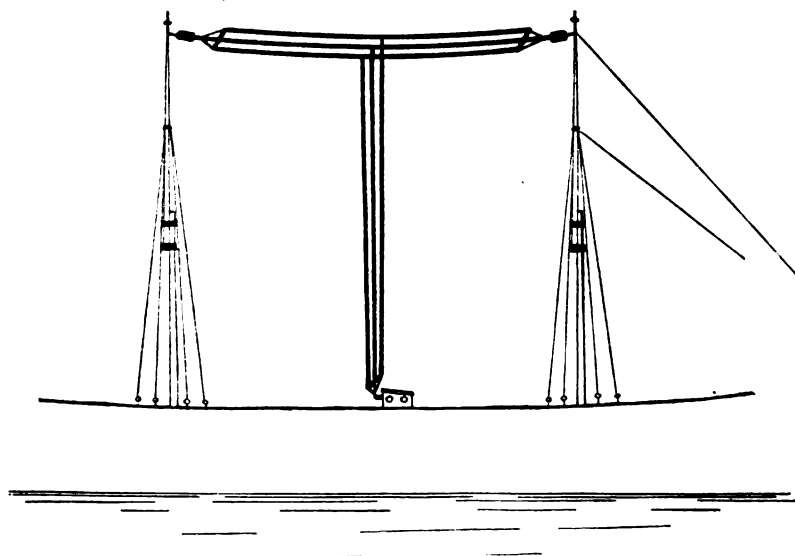


Fig. 126.

aus vertikalen und dann oben weiter geführten horizontalen parallelen Drähten bestehen (Fig. 125 und 126). Sie eignen sich besonders als



„*Schiffsantennen*“, da hier der horizontale Teil zwischen den Masten ausgespannt werden kann.

Außer den angegebenen Formen sind noch eine Reihe anderer vorgeschlagen und auch gebraucht worden, die als Verbindung von zwei der besprochenen Typen aufgefaßt werden können.

### 85. Verhältnis der verschiedenen Luftleiterformen.

a. Daß in allen Fällen bei den besprochenen zusammengesetzten Antennen die wirksame Kapazität größer ist als bei einer Einfachantenne derselben Höhe, ist ohne weiteres verständlich. Über das Verhältnis der wirksamen Kapazität bei verschiedenen Antennen läßt sich allgemein nur das sagen, daß die wirksame Kapazität durchaus nicht der Anzahl Drähte, aus denen die Antenne zusammengesetzt ist, proportional ist. Bei gleicher Drahtzahl ist vielmehr die Kapazität umso größer,

1. je größer in der Nähe des Spannungsbauchs der Abstand der Drähte voneinander,

2. je kleiner dort der Abstand der Drähte von der Erde ist.

Aus beiden Gründen zeichnet sich die Schirmantenne vor allen anderen Antennen durch sehr große Kapazität aus\*).

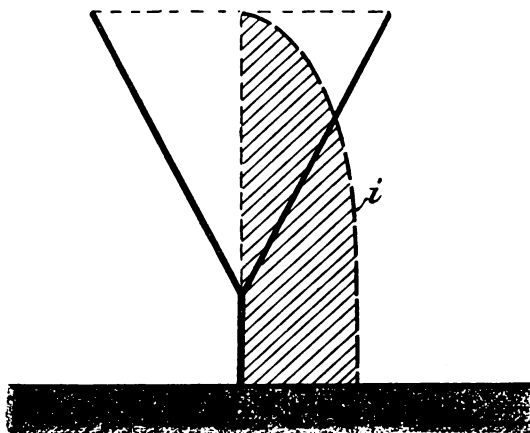


Fig. 127.

b. Die Frequenz der Grundschiwingung ist bei den oben besprochenen Antennenformen infolge der größeren wirksamen Kapa-

\*) Die Antenne der Station Nauen besitzt z. B. eine wirksame Kapazität von ungefähr 0,018 MF.

zität viel kleiner, die Wellenlänge also viel größer als bei einer Einfachantenne derselben Höhe oder auch Drahtlänge.

c. Bezüglich der Stromverteilung sei angenommen, daß sich am Fuß der Antenne ein Strombauch befinde, daß etwa die Antenne an eine gut leitende Erde angeschlossen sei [35]. Dann ist bei einer Einfachantenne die Stromverteilung die in Fig. 43 S. 50 eingezeichnete:

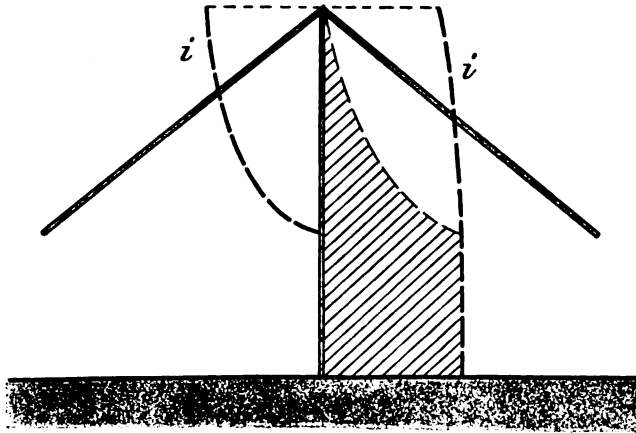


Fig. 128.

an der Spitze befindet sich ein Stromknoten, die Kurve der Stromverteilung ist eine Sinuskurve. Bei Kegel- und Harfensendern ist die Kurve der Stromverteilung keine Sinuskurve, sondern besitzt ungefähr die Gestalt der in Fig. 127 stark gestrichelten Kurve.

Bei den Schirmantennen ist das Charakteristische, daß der Strom in den absteigenden Drähten nach unten fließt, wenn er in den vertikalen Drähten nach oben strömt. Im übrigen ist die Kurve der Stromverteilung in dem vertikalen Teil ungefähr von der Form der in Fig. 128 stark gestrichelten Kurve rechts, in den absteigenden Drähten von der Form der stark gestrichelten Kurve links\*).

d. Bei einem Vergleich der verschiedenen Antennen bezüglich der Fernwirkung kommt es an [27]:

1. auf die Frequenz (Wellenlänge) der Schwingung;
2. auf die Stromamplitude im Strombauch\*\*);
3. auf die Stromverteilung.

Die geringere Frequenz (größere Wellenlänge) bei den Mehr-

\*) Letztere konstruiert in der in 27 d angegebenen Art.

\*\*) Bei vorgegebener Spannungsamplitude bzw. derselben Koppelung mit demselben Primärsystem.

fachantennen und Antennen mit verstärkter Endkapazität im Vergleich zur Einfachantenne derselben Höhe wirkt vorwiegend ungünstig\*). Dieser ungünstige Einfluß der größeren wirksamen Kapazität wird aber mehr als kompensiert durch die größere Stromamplitude im Strombauch und die für die Fernwirkung günstigere Stromverteilung. Vereinzelt steht hier allerdings die Schirmantenne: die Fläche, welche für die Fernwirkung maßgebend ist (in Fig. 128 schraffiert), fällt hier verhältnismäßig klein aus, da die Ströme in den absteigenden Drähten dem Strom im vertikalen Teil entgegenwirken.

e. Im Zusammenhang mit der verhältnismäßig geringen Fernwirkung einerseits, der besonders großen Kapazität andererseits steht, daß das Strahlungsdekrement der Schirmantennen sehr klein ist. Auch bei anderen Antennen mit verstärkter Endkapazität kann es kleiner sein als bei einer Einfachantenne derselben Höhe. Bei Kegel- und Harfenantennen und besonders Doppelkegelantennen ist das Strahlungsdekrement aber im allgemeinen nicht unbeträchtlich höher, vorausgesetzt daß es nicht künstlich herabgesetzt wird.

### 86. Die Wirkung von Spulen und Kondensatoren in Antennen.

Wie die Verhältnisse bei Einfachantennen liegen, ist aus 32—34 unmittelbar zu entnehmen; sie sind auch bei anderen Antennenformen nicht qualitativ davon verschieden.

a. Durch das Einschalten von Spulen allein wird die Frequenz erniedrigt, bezw. die Wellenlänge vergrößert\*\*), der Strombauch aus der Antenne hinausgerückt (vergl. Fig. 46 S. 52) und bei vorgegebener Spannungsamplitude die Stromamplitude kleiner. Alles wirkt zusammen, um die Fernwirkung, aber auch das Strahlungsdekrement zu vermindern.

Das Einschalten eines Kondensators allein am Fußpunkt der Antenne hat insofern gerade die entgegengesetzte Wirkung, als die Frequenz dadurch erhöht, die Wellenlänge also verkürzt\*\*) und im Zusammenhang damit der Strombauch vom Fuß der Antenne nach oben gerückt wird (vergl. Fig. 44 S. 51). Die Stromverteilung wird dadurch für die Fernwirkung günstiger. Über die Änderung der Stromamplitude im Verhältnis zur Spannungsamplitude und infolge

\*) Vergl. aber Absorption durch die Erdoberfläche [121e].

\*\*) Es wird dies häufig in der Form ausgedrückt: durch eine Spule werde die Antenne (der Luftleiter) verlängert, durch einen Kondensator verkürzt. Über eine andere Methode, um die Frequenz einer Antenne herabzusetzen vgl. 108 e.

davon auch über die Fernwirkung und das Strahlungsdekrement läßt sich kaum etwas für alle Antennenformen Gütiges sagen.

Schaltet man eine Spule und einen Kondensator in Serie ein, so lassen sich dieselben bei jedem beliebigen Luftleiter so wählen, daß eine Änderung der Wellenlänge vermieden und nur das Strahlungsdekrement stark herabgedrückt wird („Antenne mit verminderter Strahlungsdämpfung“) [vergl. 34b].

b. Praktische Verwendung haben diese Anordnungen in folgender Weise gefunden:

1. Antennen mit verminderter Strahlungsdämpfung werden da benutzt, wo die Forderung scharfer Abstimmung zu einem möglichst kleinen Dekrement zwingt. Man erreicht Dekremente, die nicht größer als ca. 0,1 sind.

2. Spulen bieten ein bequemes Mittel, um Luftleiter auf eine bestimmte Wellenlänge abzustimmen. Zu dem Zweck wird häufig eine Spule benutzt, von der durch einen Schleifkontakt mehr oder weniger Windungen eingeschaltet werden können (Fig. 129), oder man verwendet einen Glas- oder Porzellanzyylinder mit Gängen, die man mit soviel Windungen bewickelt, als nötig ist. Statt dessen wird auch folgende (den Wheatstone'schen Rheostaten nachgebildete) Anordnung verwendet: eine blanke Metalllitze ist zum Teil auf einen glatten Metallzylinder, zum Teil auf einen Zylinder aus isolierendem Material, in den ein Gewinde eingeschnitten ist, aufgewickelt. Nur der auf dem isolierenden Zylinder befindliche Teil wirkt als Spule; er kann durch Drehen der Zylinder nach Belieben vergrößert oder verkleinert werden.



Fig. 129.

Auch variable Kondensatoren werden zum Abstimmen in den Luftleiter oder die Erdleitung eingeschaltet.

3. Ein Kondensator, unter Umständen mit vorgeschalteter Spule, wird so angebracht, daß er durch einen Umschalter in den Luftleiter eingeschaltet oder aus ihm ausgeschaltet werden kann. Es ist dadurch möglich, bei Benützung derselben Antenne mit ganz verschiedenen Wellenlängen zu arbeiten.

## § 2. Die Erdung.

### 87. Erdverbindung und Gegengewicht. Einfluß auf die Stromverteilung.

Würde man eine Antenne, z. B. Einfachantenne, unten freie endigen lassen, so würde sich am unteren Ende ein Stromknoten

befinden. Es würde dann zum mindesten mit Schwierigkeiten verknüpft sein\*), durch Ladung oder auch durch Koppelung mit einem Primärkreis kräftige Schwingungen auf der Antenne zu erregen\*). Außerdem würden die Bedingungen auch sonst wenig günstig werden. Um das zu vermeiden, sind folgende zwei Verfahren im Gebrauch:

1. Erdverbindung.

2. das „Gegengewicht“, d. h. man schließt an das untere Ende ein Drahtnetz an, das isoliert von der Erde parallel zu derselben ausgespannt ist.

a. Als Resultat der Erdverbindung wurde in 35 angegeben, daß durch sie an den Fuß der Antenne ein Strombauch verlegt wird, wenn die Erde ein „sehr gutes“ Leitvermögen hat. Es trifft dies bei Wellenlängen der drahtlosen Telegraphie sehr annähernd zu, wenn die unmittelbare und weitere Umgebung des Fußpunkts der Antenne durch Seewasser oder sehr feuchten Boden gebildet wird. Es ist aber durchaus nicht richtig, wenn die Station auf sehr trockenem, z. B. sandigem Boden oder schlecht leitendem Gestein steht\*\*) und Grundwasser nicht oder nur in großer Tiefe vorhanden ist. In diesem Fall wird der Strombauch bei den Eigenschwingungen der Antenne umso höher über dem Fußpunkt liegen, je schlechter das Leitvermögen des Bodens ist.

b. Die Wirkung des Gegengewichts auf die Stromverteilung in der Antenne ist von derjenigen der Erdverbindung nicht wesentlich verschieden, gleichgültig, wie der Boden beschaffen ist. Man hat drei Fälle zu unterscheiden:

1. der Boden ist sehr gut leitend;
2. die Oberfläche des Bodens ist sehr schlecht leitend, aber in geringer Tiefe darunter ist ein gut leitender Grundwasserspiegel vorhanden;
3. der Boden ist sehr schlecht leitend, Grundwasser nicht oder nur in sehr großer Tiefe vorhanden.

Man ist zu der Anschauung berechtigt, daß im ersten Fall das Gegengewicht zusammen mit dem gegenüberliegenden Teil der Erdoberfläche, im zweiten Fall das Gegengewicht zusammen mit dem gegenüberliegenden Teil des Grundwasserspiegels einen Kondensator von ziemlich beträchtlicher Kapazität bildet. Man kann also die Sache so ansehen, daß in die geerdete Antenne ein Kondensator von ziem-

\*) Man müßte die Funkenstrecke [98 a] bzw. den Primärkreis [51 b] in ziemlicher Höhe über dem Erdboden anbringen.

\*\*) Man braucht nur daran zu denken, daß in der Starkstromtechnik bis zu mehreren 100 Volt Spannung Marmor und Schiefer als gutes Isolationsmaterial gebraucht wird.

lich großer Kapazität eingeschaltet ist. Durch das Einschalten eines solchen Kondensators wird aber die Stromverteilung entweder nicht geändert oder der Strombauch etwas höher gelegt [32].

Der dritte Fall ist identisch mit dem in 31 besprochenen: an das Ende der Antenne wird ein isolierter Leiter von großer Kapazität angeschlossen.

c. Die technische Ausführung der Erdverbindung ist besonders einfach bei Schiffen, die fast ausschließlich aus Metall hergestellt sind. In den meisten Fällen genügt hier Anschluß an irgend einen Teil des Schiffskörpers. Bei Landstationen sind zwei Anordnungen üblich:

1. es wird eine Metallplatte (z. B. von einem oder einigen wenigen Quadratmeter Fläche) in die Erde oder in das Grundwasser eingesenkt;
2. es wird ein sehr großes kreisförmiges oder quadratisches Drahtnetz<sup>79)</sup> auf oder in die Erde gelegt\*).

Als Gegengewicht benützt man bei festen, zum Teil auch bei beweglichen Stationen quadratische oder kreisförmige Drahtnetze oder strahlenförmig ausgehende Drähte, die auf Pfählen etwa  $\frac{1}{2}$ —1 m über dem Boden isoliert befestigt sind. Bei fahrbaren Stationen besteht zum Teil das Gegengewicht aus einem langen rechteckigen Streifen von Drahtnetz, das zusammengerollt mitgeführt und beim Gebrauch abgerollt und auf Pfählen befestigt wird.

### 88. Energieverbrauch durch die Erdströme<sup>80)</sup>.

Das elektrische Feld in der Umgebung der Antenne verläuft nicht nur in der Luft, sondern zum Teil auch in der Erde. Infolge davon müssen dort Ströme entstehen, die Energie verbrauchen. Genauere Angaben über die Größe dieses Energieverbrauchs zu machen, ist nicht möglich, schon deshalb nicht, weil das elektromagnetische Feld in der Umgebung einer Antenne über schlecht leitendem Boden nicht genau bekannt ist. Die Gesichtspunkte, die für die Beurteilung der Verhältnisse in erster Linie in Betracht kommen, sind wohl die folgenden.

a. In den Fig. 130—136\*\*) sind eine Reihe von Fällen schematisch dargestellt unter der Annahme, daß am Fußpunkt der Antenne

\*) Bei der Station Nauen besitzt das kreisförmige Drahtnetz einen Durchmesser von 400 m; es ist 0,25 m tief in die Erde eingepflügt.

\*\*) Diese Figuren sind nicht auf Grund von genauen Rechnungen, sondern von allgemeinen Überlegungen gezeichnet worden und können deshalb keinen Anspruch auf vollkommene Richtigkeit machen. Bei sehr schlecht leitendem Boden verlaufen die elektrischen Induktionslinien in Luft nicht senkrecht, sondern schief zur Erdoberfläche.

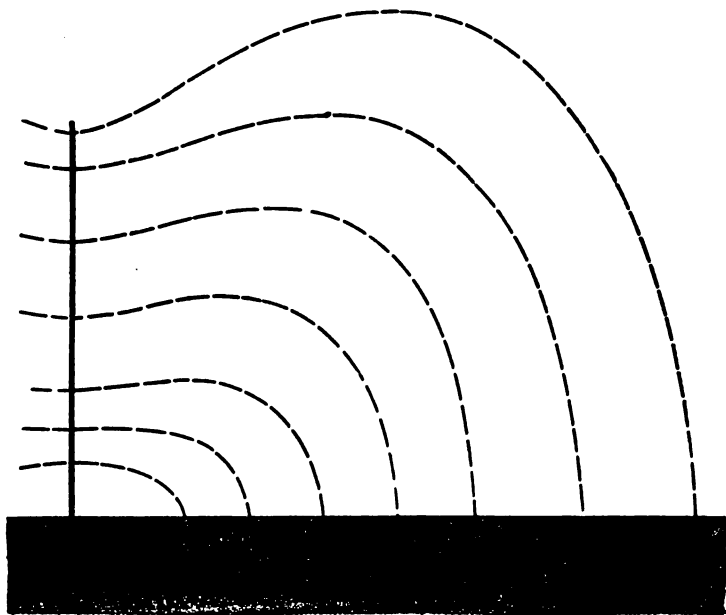


Fig. 130.

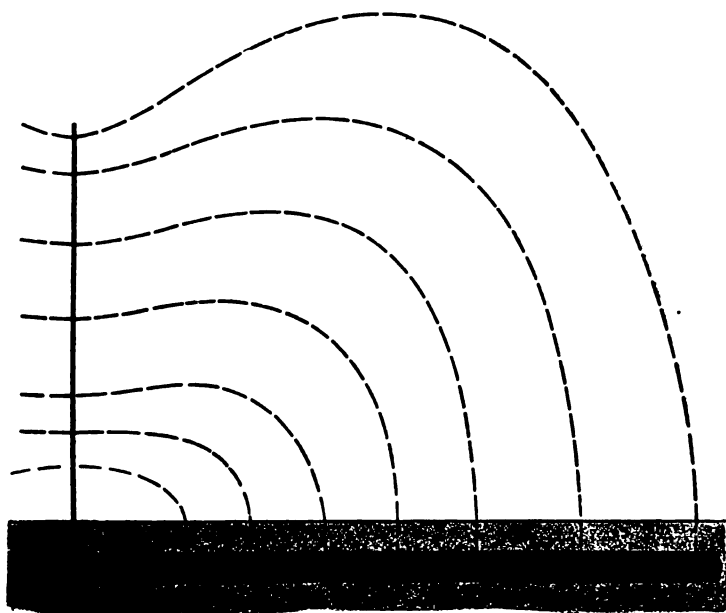


Fig. 131.

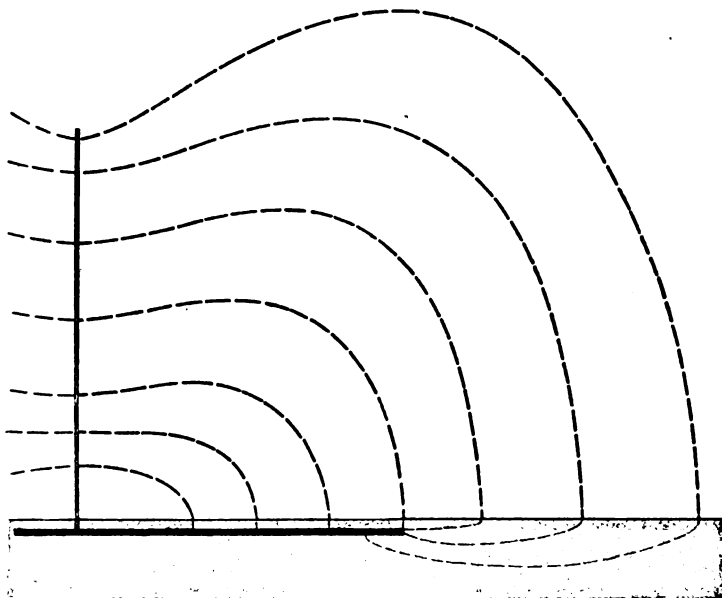


Fig. 132.

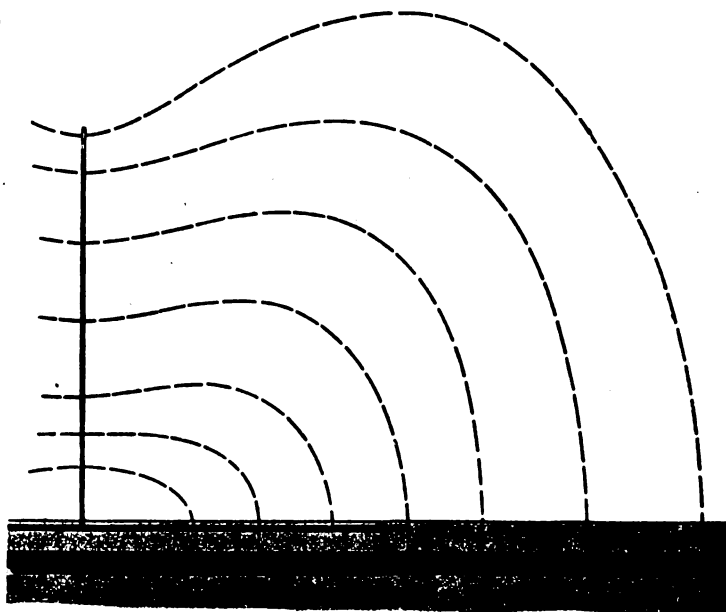


Fig. 133.

ein Strombauch vorhanden ist. Vergleicht man die Fälle, in denen ein Netz als Erdleitung oder als Gegengewicht verwendet wird, Fig. 132



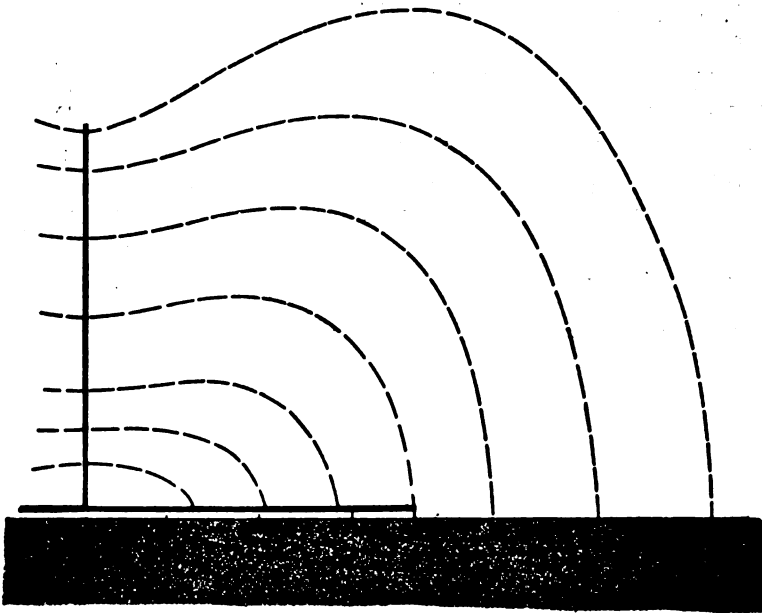


Fig. 134.

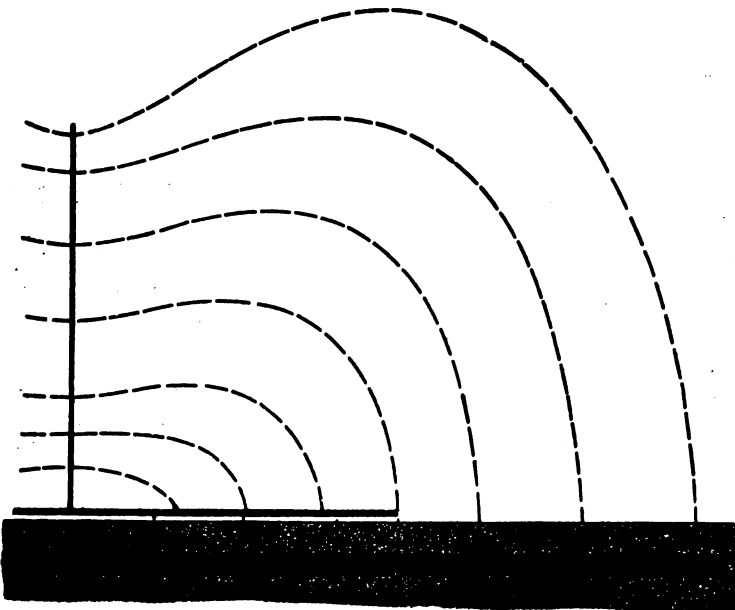


Fig. 135.

und 134 einerseits, Fig. 133 und 135 anderseits, so sieht man, daß es für den Verlauf der Stromlinien keinen qualitativen Unterschied aus-

macht, ob man das Netz als Erdleitung oder als Gegengewicht benützt\*).

Beide Fälle stehen aber in ausgesprochenem Gegensatz zu dem Fall der Erdung durch eine Metallplatte (Fig. 130 und 131). Hier verlaufen alle elektrischen Induktionslinien von der Antenne zur Erde und geben also sämtlich Anlaß zu Stromlinien im Erdboden. Bei den Netzen dagegen verläuft ein großer Teil der Induktionslinien zwischen Antenne und Netz ganz oder fast ausschließlich in Luft ohne jeden Energieverbrauch\*\*). Nur derjenige Teil der Induktionslinien, der außerhalb des Netzes die Erde trifft, ruft Stromlinien im

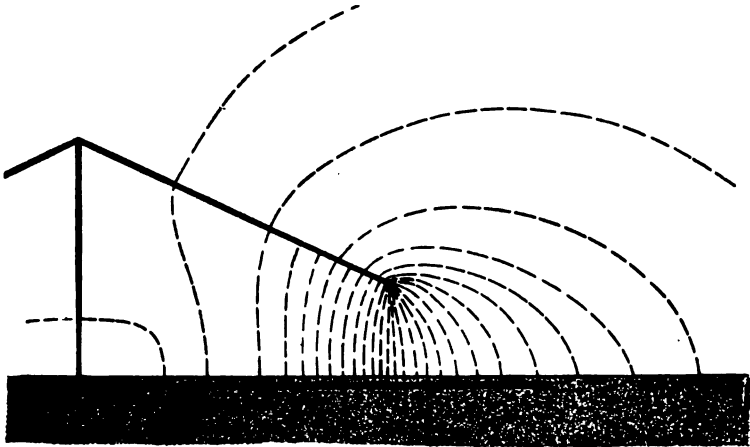


Fig. 136.

Boden hervor. In dieser Beziehung sind die Netze bei weitem günstiger als eine Erdleitung durch eine verhältnismäßig kleine Metallplatte, und zwar umsomehr, je größer die Ausdehnung des Netzes ist.

Ganz besonders günstig liegen die Verhältnisse in dieser Hinsicht bei den Schirmantennen (Fig. 136). Wenn man hier das Netz so groß macht, daß es über die Endpunkte der absteigenden Drähte noch ziemlich weit hinausragt, so werden fast alle Induktionslinien zwischen Antenne und Netz, nur verhältnismäßig sehr wenige zwischen Antenne und dem Boden außerhalb des Netzes verlaufen.

b. In den Fig. 130, 132 und 134 ist angenommen, daß der Boden homogen und von schlechtem Leitvermögen\*\*\*), in den Fig. 131, 133 und

\*) Quantitative Unterschiede sind aber vorhanden.

\*\*) Wenn von den Strömen im Netz und bei geerdetem Netz (Fig. 134) von den Strömen zwischen Netz und Erdoberfläche und der dadurch entwickelten Wärme abgesehen wird.

\*\*\*) Das heißt: Grundwasser nicht oder nur in sehr großer Tiefe vorhanden.

135 dagegen, daß eine verhältnismäßig gut leitende Grundwasserschicht in geringer Tiefe unter einer schlecht leitenden Oberflächenschicht vorhanden ist. Der Unterschied ist hauptsächlich der, daß die Stromlinien den größten Teil ihres Weges in der gut leitenden Grundwasserschicht, nur einen verhältnismäßig kleinen Teil in der schlecht leitenden Oberflächenschicht zurücklegen. Bei der Erdung durch eine verhältnismäßig kleine Metallplatte ist aber wesentlich, daß dieselbe wirklich bis zum Grundwasserspiegel versenkt wird (Fig. 131).

c. Wichtig ist es, daß die Stromlinien an keiner Stelle auf einen sehr engen Raum zusammengedrängt werden. Damit ist stets ein verhältnismäßig großer Energieverbrauch verbunden.

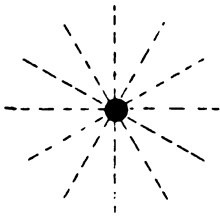


Fig. 137.

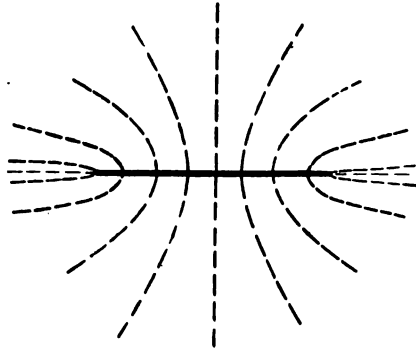


Fig. 138.

Nimmt man z. B. an, daß die Antenne durch einen einfachen vertikalen Draht geerdet wurde, so würde das Stromfeld an demselben von oben gesehen die Gestalt von Fig. 137 haben. Ersetzt man

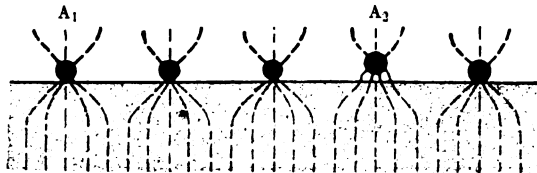


Fig. 139.

den Erddraht, so wie es tatsächlich geschieht, durch eine Metallplatte, so nimmt das Stromfeld ungefähr die bei weitem günstigere Form von Fig. 138 an.

Wenn man das Erdnetz auf den Boden legt, so daß alle Drähte mit dem Erdboden in leitender Verbindung stehen, so würden die Stromlinien im Querschnitt ungefähr den Verlauf von Fig. 139  $A_1$  zeigen.

Nicht wesentlich geändert würde der Verlauf der Stromlinien, wenn einzelne Teile auf dem Boden nicht genau aufliegen (Fig. 139,  $A_2$ ), sondern sich nur in sehr großer Nähe vom Boden befinden. Für den Fall, daß das Netz nicht als Erdleitung, sondern als Gegen-  
gewicht verwendet wird, ist in Fig. 140 der ungefähre Verlauf der

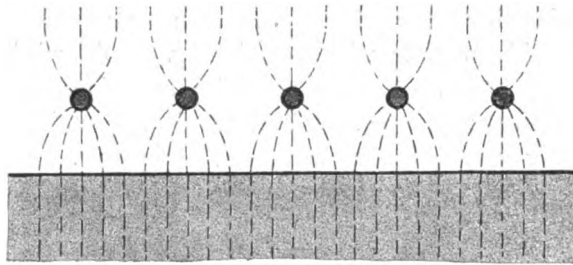


Fig. 140.

elektrischen Induktionslinien und Stromlinien dargestellt. Er ist entschieden günstiger: die Strömung im Erdboden erfolgt ungefähr so, wie wenn das Netz durch ein Blech gleicher Größe ersetzt wäre. Ein Zusammendrängen der Stromlinien findet nirgends statt.

Wesentlich ist dabei aber, daß das Netz wirklich vom Boden isoliert ist. Ist an irgend einer bestimmten Stelle ein Isolationsfehler vorhanden, so sind zwei Fälle möglich. Entweder der Isolationsfehler repräsentiert immer noch einen sehr großen Widerstand (z. B. feuchter Porzellanisolator): dann werden die Stromverhältnisse nur wenig geändert; es kommt aber zu den übrigen Energieverlusten noch derjenige in dem hohen Widerstand hinzu. Oder der Widerstand ist sehr klein (z. B. überschlagender Funke): dann kann ein sehr großer Teil des Stroms an der betreffenden Stelle zum Boden gehen und man nähert sich dann dem ganz ungünstigen Falle von Fig. 136.

d. Sowohl für den Verlauf der Stromlinien und ihre Dichte als für die Energie, welche sie verbrauchen, spielt das Leitvermögen des Erdbodens eine wichtige Rolle. Es existiert im allgemeinen immer ein kritischer Wert des Leitvermögens, der bei vorgegebener Antennenform und Frequenz einen maximalen Energieverlust ergibt. Ist das Leitvermögen besser oder auch schlechter als dieser kritische Wert, so ist der Energieverbrauch geringer.

Wenn das Leitvermögen der Erde z. B. durch Witterungseinflüsse sich ändert, kann die Dämpfung und unter Umständen auch die Frequenz der Schwingung eine Änderung erfahren. Die Erde stellt also ein äußerst variables Element in der ganzen Anordnung dar und zwar gleichgültig, ob es sich um eigentliche Erdung oder Gegen-

gewicht handelt. Nur wo die Erde immer ein sehr gutes Leitvermögen besitzt (Seewasser, sehr nasser Boden) wird ein Einfluß der Witterung unmerklich sein.

e. Wenn durch irgend ein Mittel\*) der Strombauch vom Fußpunkt der Antenne nach oben gerückt wird, so hat dies zur Folge, daß bei vorgegebener Stromamplitude im Strombauch die Stromamplitude am Fuß der Antenne geringer wird. Auch dies bedingt eine Verringerung des Energieverbrauchs durch die Erdströme.

### § 3. Die Dämpfung der Antennen.

#### 89. Die verschiedenen Dämpfungsursachen.

a. Nur derjenige Teil der Energie, der bei den Schwingungen einer Antenne in Form von elektromagnetischen Wellen ausgesandt wird, kann als *nutzbare Energie* aufgefaßt werden. Will man also von einem „*Wirkungsgrad*“ einer Antenne sprechen und darunter das Verhältnis der Energie, die bei der Grundschiwingung in nutzbarer Weise verwendet werden könnte, zu der ganzen bei der Grundschiwingung verbrauchten Energie verstehen, so ist dieses Verhältnis

$$\eta = \frac{d_r}{\delta},$$

d. h. = dem Verhältnis des Strahlungsdekrementes zum gesamten Dekrement.

b. Alle anderen Energieverluste, die bei der Schwingung eintreten, sind ein mehr oder weniger notwendiges Übel. Dahin gehören:

1. Joule'sche Wärme in der Antenne,
2. „ „ der Erdströme,
3. „ „ der induzierten Ströme,
4. Verluste durch Sprühen,
5. Leitungsverluste.

Die Wärmeentwicklung in den Drähten der Antenne mit Erdleitung oder Gegengewicht liefert so lange keinen in Betracht kommenden Beitrag zum Gesamtdékrement, als die Drähte nicht unnötig dünn oder von schlecht leitendem Material\*\*), die Verbindungen

\*) Vergl. 86 a und 96 a.

\*\*) Statt Kupfer anderes Material (Bronze, Aluminiumverbindungen) zu verwenden, kann wegen der größeren Zugfestigkeit und des geringeren Gewichts empfehlenswert sein.

sorgfältig hergestellt und das Strahlungsdekrement nicht künstlich herabgesetzt ist.

Der Anteil am Gesamtdékrement, der auf Rechnung der Erdströme zu setzen ist, kann ebenso groß werden wie derjenige der Strahlung. Auch dann, wenn die geeignetsten Maßregeln getroffen sind, um diesen Anteil möglichst niedrig zu halten, hängt es von der Bodenbeschaffenheit ab, wie weit man seinen Zweck erreicht. Auf schlecht leitendem festen Boden kommt man wohl nie so weit wie etwa bei Seewasser<sup>81)</sup>.

Bei den induzierten Strömen handelt es sich hauptsächlich um solche, die bei Schiffen in den Pardunen, Wanten, eisernen Masten (z. B. Gefechtsmasten), bei festen Stationen in den Türmen zum Tragen der Antennen und auch in den Drahtseilen, welche sie halten, hervorgerufen werden. Es liegen Erfahrungen vor, welche die Wirkung dieser Ströme, welche nicht nur nutzlos Energie verbrauchen, sondern auch noch die Strahlung schädigen können, in äußerst ungünstigem Lichte erscheinen lassen. Ein Mittel, um die schädliche Wirkung dieser Ströme zu mildern, besteht in dem Einfügen von isolierenden Zwischenstücken in die Leiter, in welchen die Ströme induziert werden, mindestens Isolation derselben von der Erde. Sehr günstig ist in dieser Beziehung die Anordnung der Antenne von Nauen (Fig. 123 bzw. 124)<sup>82)</sup>, bei der die einzigen Leiter, in denen überhaupt Ströme induziert werden können, die drei Pardunen, oben von dem Turm und unten von der Erde gut isoliert sind.

Daß das Sprühen, das bei Nacht einen großen Teil der Antenne hell aufleuchten läßt, das Dékrement sehr ungünstig beeinflusst, ist bekannt; man hat deshalb Spitzen und Kanten im Luftleiter möglichst zu vermeiden.

Leitungsverluste\*) können natürlich bei jedem beliebigen Oszillator, z. B. auch bei einem Kondensatorkreis, vorhanden sein. Wenn sie früher nicht besprochen wurden, so geschah es, weil sie bei allen anderen Oszillatoren sehr leicht zu vermeiden sind und deshalb keine Rolle spielen, solange nicht Nachlässigkeit vorliegt. Bei den Antennen für drahtlose Telegraphie ist aber ihre Vermeidung wegen der hohen Spannungen (wenigstens bei gedämpften Schwingungen) und der Witterungseinflüsse mit ganz besonderen Schwierigkeiten verknüpft.

---

\*) Gemeint sind damit auch solche durch überschlagende Funken.

**90. Das Dekrement der verschiedenen Antennenformen.**

Der Wert, den das Gesamtdекреment bei verschiedenen Antennenformen unter normalen Verhältnissen (gute Erdleitung, keine Isolationsfehler) annimmt, ist ungefähr für:

Schirmantenne	. . . . .	0,1
Einfachantenne	{ . . . . .	0,2—0,3
Schiffs( <i>T</i> )antenne	} . . . . .	
Harfenantenne	{ . . . . .	0,3—0,4
Kegelantenne	} . . . . .	
Doppelkegelantenne	. . . . .	0,5

## Kapitel VII.

### Sender für gedämpfte Schwingungen.

---

#### 91. Erregung der Schwingungen.

Um die Schwingungen der Antenne zu erregen, sind zwei Methoden üblich:

a. In die Antenne wird eine Funkenstrecke eingefügt, die Antenne durch einen Funkeninduktor geladen. Die Antenne entlädt sich durch die Funkenstrecke hindurch und bei der Entladung treten die Eigenschwingungen der Antenne auf: „*einfacher* oder *Marconi-Sender*“.

b. Die Antenne wird mit einem Kondensatorkreis gekoppelt. Dabei sind drei Fälle möglich:

1. Der Kondensator desselben wird anfänglich durch einen Funkeninduktor oder Wechselstromtransformator geladen. Entlädt er sich, so gerät das ganze System, Kondensatorkreis und Antenne, in gedämpfte Schwingungen: „*gekoppelter* oder *Braun'scher Sender*“.

2. Die Entladungen des Kondensatorkreises dienen zur Stoßerregung der Antenne oder eines zweiten Kondensatorkreises, der auf die Antenne induziert: „*Sender für Stoßerregung*“.

3. Im Kondensatorkreis werden ungedämpfte Schwingungen erregt und durch Induktion auf die Antenne übertragen: „*Sender für ungedämpfte Schwingungen*“.

Im folgenden ist vorerst Fall 1 vorausgesetzt, Fall 2 und Fall 3 werden in Kapitel VIII besprochen werden.

#### § 1. Die verschiedenen Senderanordnungen.

#### 92. Beschaffenheit der Schwingungen.

Ein einwurfsfreier Vergleich der verschiedenen Senderanordnungen ist nur möglich, wenn völlige Klarheit herrscht über die Frage:



Wie müssen die Schwingungen eines gedämpften Senders beschaffen sein, damit die Wirkung auf den Empfänger am besten wird?

Nun ist von vornherein wahrscheinlich, daß die Wirkungen desselben Senders ganz verschieden ausfallen werden für verschiedene Anordnungen des Empfängers oder, bei sonst gleicher Anordnung des Empfängers, für verschiedene Wellenanzeiger. Man könnte also günstigsten Falles die Frage beantworten: Wie müssen die Senderschwingungen beschaffen sein, damit sie auf einen ganz bestimmten Empfänger mit einem ganz bestimmten Wellenanzeiger am besten einwirken?

Aber nicht einmal in dieser weit spezielleren Form ist zur Zeit eine genaue Beantwortung der Frage möglich. Sicher ist zwar: die Wirkung auf den Empfänger ist unter sonst gleichen Umständen, insbesondere bei gleicher Frequenz, umso günstiger, je größer die Amplitude der Welle und je geringer ihre Dämpfung ist. Es ist also zweifellos, daß von zwei Sendern, welche die gleiche Wellenamplitude\*) liefern, derjenige besser wirkt, dessen Dämpfung die geringere ist. Man weiß aber nicht genau, wie die Wirkung auf irgend einen bestimmten Empfänger von der Amplitude und Dämpfung der Wellen abhängt. Handelt es sich also um zwei Sender mit verschiedener Wellenamplitude und verschiedener Dämpfung, so ist man im allgemeinen nicht im stande von vornherein anzugeben, welcher von beiden auf einen bestimmten Empfänger besser wirken wird.

Praktisch hat das zur Folge, daß man beim Vergleich zweier Senderanordnungen fast immer auf Fernversuche angewiesen ist.

Nur bei thermischen Wellenanzeigern [131 ff.] liegen die Verhältnisse klar: hier muß die Wärmeentwicklung bzw. der Stromeffekt möglichst groß werden. Die Bedingungen dafür lassen sich bis zu einem gewissen Grade durch Rechnung oder Laboratoriumsversuche feststellen.

### 93. Der einfache (Marconi-\*\*) Sender.

a. Die Antenne wird unten durch eine Funkenstrecke F unterbrochen (Fig. 141). Zum Betrieb dient ein Funkeninduktor mit Batterie A, Unterbrecher U und Taster T im Primärkreis.

\*) Bei gekoppelten Systemen, wo zwei Wellen auftreten können, ist die Amplitude derjenigen Welle gemeint, auf welche der Empfänger abgestimmt ist.

\*\*) Marconi verwendet jetzt für gedämpfte Schwingungen ebenfalls ausschließlich oder vorwiegend den gekoppelten (Braun'schen) Sender. Der einfache Sender ist aber derjenige, mit dem er seine ersten Erfolge erzielt und die Möglichkeit einer drahtlosen Telegraphie mit elektromagnetischen Wellen auf große Entfernungen nachgewiesen hat.

Es ist günstig, an den Fuß der Antenne einen Strombauch zu verlegen: bei vorgegebener Spannung wird die Stromamplitude der Grundschiwingung dann ein Maximum, die Funkendämpfung ein Minimum,

wenn die Funkenstrecke in einem Strombauch liegt. Erreicht wird dies in der Praxis wohl immer durch Erdung.

b. Günstiger als die Einfachantenne ist beim Marconisender die Verwendung von zusammengesetzten Antennen. Bei gleicher Höhe der Antenne ist ihre wirksame Kapazität viel größer, bei passender Wahl der Antennenform die Stromverteilung auf der Antenne günstiger. Aus beiden Gründen wird bei vorgegebener Spannung die Fernwirkung vergrößert [85d].

c. Die Art der Erregung bringt es mit sich, daß zu den übrigen Energieverlusten, die bei einer Antenne ohne Funkenstrecke vorhanden sind, hier auch noch der Energieverbrauch im Funken hinzukommt. Die Folge davon ist, daß der Wirkungsgrad

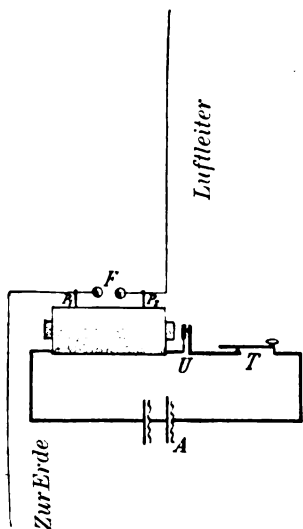


Fig. 141.

gegenüber einer Antenne ohne Funkenstrecke verschlechtert wird. Definiert man den Wirkungsgrad im vorliegenden Fall ebenso wie in 89a als das Verhältnis der Energie, welche bei der Grundschiwingung in nutzbarer Form ausgestrahlt wird, zu der Gesamtenergie, welche bei der Grundschiwingung überhaupt verbraucht wird, so gilt:

$$\eta = \frac{\delta_z}{\delta + \delta_f},$$

wenn  $\delta$  das Dekrement der Antenne ohne Funkenstrecke,  $\delta_f$  das Funkendekrement bedeutet. Versteht man aber unter Wirkungsgrad der Anordnung das Verhältnis der nutzbaren, d. h. von der Grundschiwingung ausgestrahlten Energie zur gesamten Energie, die der Antenne durch Ladung erteilt wurde, so liegen die Verhältnisse noch ungünstiger. Beim Marconi-Sender entstehen anfänglich notwendig nicht nur die Grundschiwingung, sondern außerdem noch eine ganze Reihe von Oberschwingungen. Sie tragen zur Fernwirkung nichts bei, da man die Empfänger immer auf die Grundschiwingung abstimmt. Die Energie, welche die Oberschwingungen in irgend einer Form verbrauchen, stellt also einen Energieverlust dar, der den Wirkungsgrad noch weiter verschlechtert.

Es scheint nach den bisherigen Beobachtungen, daß bei vorgegebener Antenne der Effekt der Schwingungen und auch die Fernwirkung von einer gewissen Funkenlänge an entweder nicht mehr zunimmt oder sogar abnimmt\*). Wie es scheint, tritt dies umso früher ein:

1. je geringer die wirksame Kapazität der Antenne (also Mehrfachantenne auch in dieser Beziehung günstiger als Einfachantenne);
2. je kleiner der Radius der Funkenkugeln ist (also große Kugeln oder Platten günstiger als kleine Kugeln).

d. Für die Zwecke der abgestimmten Telegraphie ist ein Mangel des Marconi-Senders die große Dämpfung der Schwingungen, obwohl sie zum Teil nur ein Ausdruck einer kräftigen Fernwirkung ist. Marconi-Sender mit verminderter Strahlungsdämpfung und einem Gesamtdекреment von ungefähr 0,1 lassen sich herstellen. Die geringe Fernwirkung eines solchen Senders macht, wenn auf ziemlich große Strecken telegraphiert werden soll, eine bedeutende Anfangsspannung nötig. Das führt zu so bedeutenden Isolationsschwierigkeiten, daß dadurch die Betriebssicherheit solcher Sender, die bei Versuchen gute Resultate ergeben haben, in Frage gestellt wird.

#### 94. Der gekoppelte (Braun'sche) Sender. Art der Koppelung.

Der gekoppelte (Braun'sche) Sender besteht aus einem Kondensatorkreis, dem „*Erregerkreis*“ als Primärsystem und der Antenne als Sekundärsystem.

a. Die Koppelung kann eine rein magnetische, *induktive* sein oder man gebraucht *direkte Schaltung* [50b]. Die erste Art der

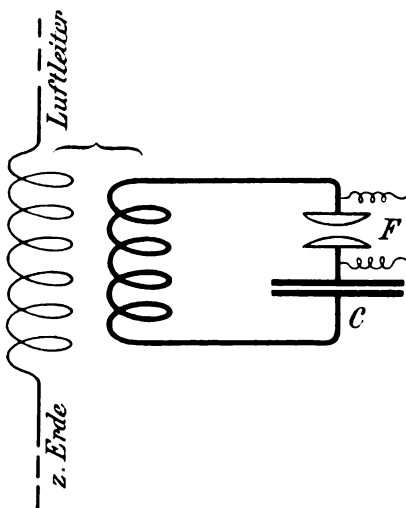


Fig. 142.

\*) Es ist nicht ganz sicher, ob dies nur dem Einfluß des Funkens oder auch dem Einfluß des Sprühens und den Leitungsverlusten zuzuschreiben ist.

Koppelung ist schematisch in Fig. 142, die letztere in Fig. 143 und 144 dargestellt. Bei direkter Schaltung ist als Sekundärsystem

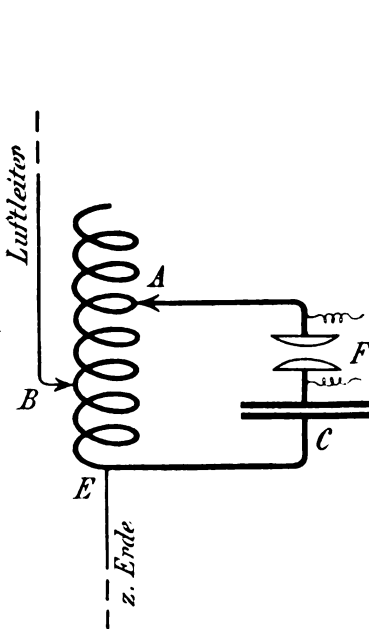


Fig. 143.

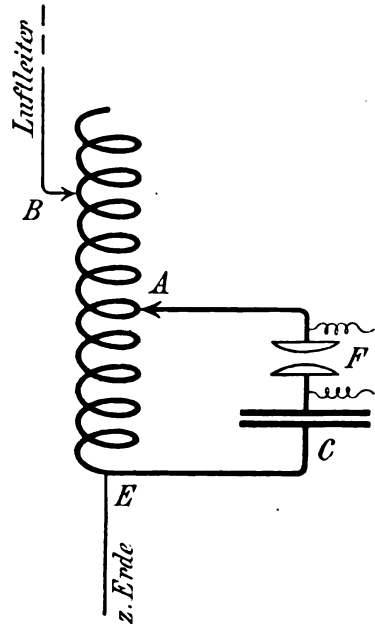


Fig. 144.

aufzufassen der eigentliche Luftleiter\*), das Stück BE (Fig. 143) bzw. AE (Fig. 144) des Kondensatorkreises (gemeinsame Strombahn) und

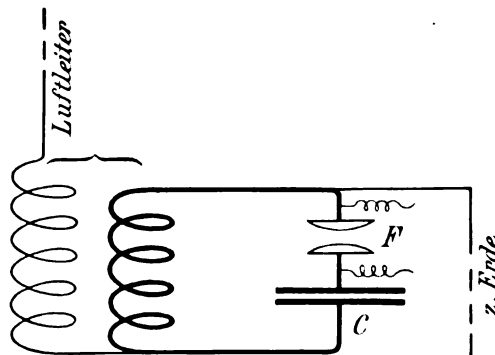


Fig. 145.

die Erdleitung oder bei Verwendung eines Gegengewichts dieses und die Zuleitung zu demselben.

\*) In Fig. 144: Luftleiter + A B.

Neben diesen Schaltungen waren oder sind zum Teil noch gemischte Schaltungen (z. B. Fig. 145) im Gebrauch.

b. In der Wirkung ist die direkte und induktive Schaltung nicht wesentlich verschieden. Der Vorteil der direkten Schaltung ist ihre Einfachheit; insbesondere fällt die Notwendigkeit fort, das Primär- und Sekundärsystem voneinander zu isolieren, was bei der induktiven Schaltung mindestens sehr unbequem ist. Die direkte Schaltung wird jetzt wohl fast ausschließlich gebraucht. Nur in dem Falle sehr fester Koppelung kann induktive oder gemischte Schaltung überhaupt in Frage kommen.

### 95. Gekoppelter Sender für Antennen mit starker Dämpfung. Sehr lose Koppelung.

Unter Antennen mit starker Dämpfung sollen solche verstanden werden, deren Dekrement wie dasjenige einer Einfachantenne bei 0,2 oder darüber liegt. Es gehören dahin also [90] die Senderformen von Fig. 120—122 und 125—126. Mit sehr loser Koppelung ist eine solche gemeint, bei welcher die in 55 besprochenen Komplikationen (zwei Schwingungen auch bei Abstimmung von Primär- und Sekundärsystem) noch nicht merkbar werden\*).

a. Bezüglich der Frequenz gilt, daß Primär- und Sekundärsystem genau aufeinander abgestimmt sein müssen.

b. Der zeitliche Verlauf der Schwingungen im Luftleiter ist der in Fig. 76 S. 80 dargestellte. Es ist nur eine einzige Schwingung vorhanden, deren Amplitude zuerst zu- und dann abnimmt. Je loser die Koppelung ist, umso mehr erfolgt der Abfall der Amplitude so, wie wenn eine Schwingung vom Dekrement des Kondensatorkreises, also vom Dekrement 0,06 bis 0,1, vorläge.

Die Stromverteilung auf der Antenne ist dieselbe wie bei den Eigenschwingungen der Antenne. Es ist unter Umständen günstig, sie durch Einschalten eines Kondensators so zu gestalten, daß der Strombauch ziemlich hoch liegt. Daß die Koppelung zwischen Primär- und Sekundärsystem dadurch schwächer wird, als wenn die Koppelungsstelle mit dem Strombauch zusammenfällt [51b], ist im vorliegenden Fall kein Nachteil.

c. Man verwendet sehr lose Koppelung dann, wenn unter allen Umständen sehr schwach gedämpfte Schwingungen erzielt werden

---

\*) Das heißt  $K^2$  jedenfalls  $< \left( \frac{b_1 - b_2}{2\pi} \right)^2$  [54].

sollen. In der Praxis ist aber immer die Nebenbedingung vorhanden, daß dabei die Fernwirkung so groß sein soll, als es irgend möglich ist ohne merkliche Schädigung der Dämpfung. Nun geht aus 81 hervor, daß der Stromeffekt im Empfänger (III. Kreis) bei ganz loser Koppelung rapid steigt, wenn man die Koppelung etwas fester macht. Für die Fernwirkung ist es also günstig, mit dem Koppelungsgrad so weit zu gehen, als es die Schärfe der Resonanz irgend zuläßt.

d. Die Forderung, die sich aus dem Bisherigen für den Kondensatorkreis unmittelbar ergibt, ist möglichst geringe Dämpfung und absolut konstante Frequenz. Daraus ergeben sich als Bedingungen:

1. Funkenlänge nicht unter ca. 5 mm.
2. Die Kondensatoren aus einem Material von möglichst geringer Energieabsorption.
3. Peinliche Vermeidung des Sprühens durch Serienschaltung und geeignete Form der Kondensatoren, wenn möglich Eintauchen in Öl.

#### 96. Gekoppelte Sender für Antennen mit starker Dämpfung. Feste Koppelung.

Wo es sich um möglichst große Fernwirkung handelt ohne Rücksicht auf die Größe der Dämpfung, ist festere Koppelung\*) im allgemeinen günstiger wegen der damit verbundenen Steigerung der Stromamplitude.

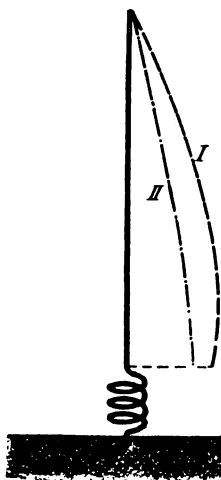


Fig. 146.

a. Man bekommt dann, gleichgültig, ob der Erregerkreis auf die Antenne abgestimmt ist oder nicht, zwei Schwingungen von verschiedener Frequenz und deshalb [26] auch verschiedener Stromverteilung auf der Antenne, von verschiedener Stromamplitude im Strombauch und verschiedenem Dekrement. Tatsächlich wird der Erregerkreis wohl stets auf das Sekundärsystem abgestimmt. Dann gilt [56 ff.]: die Schwingung mit der höheren Frequenz (kürzeren Wellenlänge) besitzt

1. größere Stromamplitude im Strombauch;

2. günstigere Stromverteilung auf der Antenne: die Kurve der Stromverteilung ist bei einer Einfachantenne von der Form der ge-

\*) Das heißt  $K^2 > \left( \frac{b_1 - b_2}{2\pi} \right)^2$ .

strichelten Kurve in Fig. 146, für die Schwingung mit der längeren Wellenlänge dagegen von der Form der strichpunktierten Kurve. Bei Antennen mit verstärkter Endkapazität weichen die beiden Kurven wenig von einander ab;

3. ein Dekrement, das je nach den Umständen größer oder kleiner sein kann als dasjenige der Schwingung mit der längeren Wellenlänge, niemals aber viel von demselben verschieden ist\*).

Die Folge davon ist, daß die Wirkung auf einen Empfänger eine bessere und zwar zum Teil sehr viel bessere ist, wenn man den Empfänger auf die Schwingung mit der höheren Frequenz (kürzeren Wellenlänge) abstimmt.

b. Ob es am günstigsten ist, den Kondensatorkreis genau auf die Antenne abzustimmen, muß nach 82 fraglich erscheinen. Es ist sehr wahrscheinlich, daß man eine bessere Wirkung der höheren Schwingung auf einen darauf abgestimmten Empfänger erzielt, wenn man dem Kondensatorkreis eine etwas höhere Frequenz gibt, als sie die Antenne vor der Koppelung besaß. Ob damit in der Praxis Versuche gemacht worden sind, ist mir nicht bekannt. Eine Steigerung der Wirkung um mehr als einige Prozent ist nach den Laboratoriumsversuchen kaum zu erwarten.

c. Nach 81 wird der Stromeffekt in einem Empfänger (Meßkreis), der auf die höhere Schwingung abgestimmt ist, ein Maximum für einen Koppelungsgrad, der zwischen 4 und 10 % liegt. Allein bei den Versuchen in 81 handelt es sich um einen Kondensatorkreis als Sekundärsystem, in der Praxis um einen offenen Sender, bei dem die Stromverteilung noch in Frage kommt. Bei Antennen mit verstärkter Endkapazität kann dies keinen großen Unterschied ausmachen, bei anderen aber wird die Stromverteilung für die schnellere Schwingung umso günstiger, je fester die Koppelung ist. Es ist demnach zu vermuten, daß eine etwas festere Koppelung bei Antennen günstiger ist\*\*).

\*) Es ist aber fraglich, ob die Verhältnisse sich nicht etwas ändern, wenn das Sekundärsystem nicht ein Kondensatorkreis, wie bei den Versuchen in 57, sondern eine Antenne ist. Jedenfalls spricht zu Gunsten der schnelleren Schwingung noch der geringere Energieverbrauch durch die Erdströme [88 e].

\*\*) In der Praxis wird, wie es scheint, mit den verschiedensten Koppelungsgraden gearbeitet. Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie gibt mir an, daß sie in der Regel Koppelungen bis ca. 10 % benütze, ausnahmsweise aber auch sehr viel höhere Koppelungsgrade verwendet habe und zwar mit sehr gutem Erfolg. Fleming<sup>83)</sup> nennt als Gebiet, in welchem die Koppelung sich bewegt, 30—70 %. Der Koppelungsgrad ist wohl ziemlich gleichgültig, wenn man nur nicht unter einer gewissen Grenze bleibt. Vermutlich wird der ungünstige Einfluß, den eine sehr feste Koppelung in mancher Beziehung hat, durch günstige Umstände, die sie nach anderer Richtung mit sich bringt, kompensiert.

d. Die Stromamplitude im Strombauch der Antenne, von der die Fernwirkung in hohem Maße abhängt, bestimmt sich für die Schwingung mit der kürzeren Wellenlänge durch die Beziehung:

$$J_{20}^I = \pi N^I \cdot \sqrt{C_1 C_2} \cdot \mathcal{Q}'_{10}.$$

Bei vorgegebener Frequenz (Wellenlänge) ist es danach günstig, Antennen mit großer wirksamer Kapazität zu verwenden. Im Erregerkreis, für den im übrigen die Bedingungen von 95d gelten, ist die Verwendung möglichst großer Kapazitäten angezeigt, falls genügend Energie zur Verfügung steht. Eine gewisse Grenze ist der Verwendung sehr großer Kapazitäten dadurch gesetzt, daß bei vorgegebener Frequenz mit der Vergrößerung der Kapazität eine Verkleinerung der Dimensionen der Strombahn notwendig wird, welche die Erreichung eines genügend hohen Koppelungsgrads in Frage stellen kann\*).

Derselbe Grund kann zu induktiver oder gemischter Schaltung zwingen. Man bekommt unter Umständen mit direkter Schaltung nicht den genügend hohen Koppelungsgrad, wenn man nicht die Vorteile der großen Kapazität verlieren will.

#### 97. Gekoppelte Sender für Antennen mit geringer Dämpfung.

Es handelt sich im folgenden um Antennen, deren Dekrement ca. 0,1 und darunter beträgt (Schirmantennen und Antennen mit verminderter Strahlungsdämpfung).

a. Der Fall sehr loser Koppelung braucht hier nicht in Betracht gezogen zu werden. Der Zweck derselben ist ja, auf der Antenne Schwingungen herzustellen, welche nicht die hohe Dämpfung haben, welche den Eigenschwingungen der Antenne zukommt, sondern die niedrigere Dämpfung des Kondensatorkreises besitzen. Im vorliegenden Fall, wo der Kondensatorkreis nicht oder nur wenig geringere Dämpfung als die Antenne besitzt, würde dies ohne praktischen Nutzen sein.

b. Für den Kondensatorkreis gilt das in 94 und 95d Gesagte. Auch bezüglich der Koppelung liegen die Verhältnisse qualitativ wie bei Antennen mit stärkerer Dämpfung. Aus den Versuchen in 81 mit einem Kondensatorkreis als Sekundärsystem geht hervor (Fig. 117b), daß die günstigste Koppelung für den Stromeffekt ungefähr bei 6% liegt. Bei Antennen, bei denen die Stromamplitude an verschiedenen Stellen sehr verschieden ist, kommt aber hinzu, daß die Stromverteilung für

\*) Frei von diesem Mangel sind die Anordnungen, welche für diesen Fall F. Braun\*) unter dem Namen „Energieschaltungen“ vorgeschlagen hat.



die Fernwirkung umso günstiger wird, je höher man die Koppelung treibt. Wie weit sich dadurch der günstigste Koppelungsgrad verschiebt, darüber liegen wohl zur Zeit keine Versuche vor.

Aus den Erfahrungen in der Praxis muß man wohl schließen, daß der Koppelungsgrad entweder ziemlich gleichgültig ist oder aber von den Bedingungen des einzelnen Falles so stark abhängt, daß sich nichts Allgemeines sagen läßt. Nach einer Mitteilung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie sind mit einem Koppelungsgrad von 60 % sehr gute Resultate erzielt worden. Auf der anderen Seite besitzt bzw. besaß die Station Nauen, die ausgezeichnete Erfolge erreicht hat, einen Koppelungsgrad von 4 %.

c. Bezüglich der Art der Koppelung ist hervorzuheben, daß bei den Schirmantennen mit sehr großer wirksamer Kapazität auch für sehr feste Koppelung direkte Schaltung anwendbar bleibt. Man übersieht dies an der Hand der Beziehung [51]

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{Q}_{12}^2}{\mathfrak{Q}_1 \mathfrak{Q}_2}};$$

wird die ganze Strombahn des Kondensatorkreises zur Koppelung benützt und wird im Strombauch der Antenne gekoppelt, so ist annähernd  $\mathfrak{Q}_{12} = \mathfrak{Q}_1$  und

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{Q}_1}{\mathfrak{Q}_2}} = \sqrt{\frac{\mathfrak{C}_2}{\mathfrak{C}_1}},$$

d. h. man gelangt zu einer umso festeren Koppelung, je größer die wirksame Kapazität  $\mathfrak{C}_2$  der Antenne ist.

## 98. Unterschied des gekoppelten (Braun'schen) und des einfachen (Marconi-) Senders.

a. Daß der gekoppelte Sender komplizierter, seine Herstellung teurer ist, ist ohne weiteres klar. Dazu kommt, daß für den Betrieb des einfachen Senders mit seiner kleinen Kapazität meist ein verhältnismäßig kleiner Funkeninduktor mit Hammerunterbrecher und einigen wenigen Akkumulatoren genügt; die Betriebskosten sind also außerordentlich gering. Wenn es also nur auf verhältnismäßig kleine\*) Entfernungen telegraphiert werden soll und Wert auf möglichst geringen Energieverbrauch gelegt wird\*\*), bietet der einfache Marconi-sender große Vorteile, um deren willen er auch bis in die neueste Zeit beibehalten wurde.

b. Auf diesem Gebiet liegt aber auch der Nachteil des einfachen

\*) Es sind damit aber Entfernungen von 100—150 km erreicht worden bei ca. 30 m Masthöhe.

\*\*) Z. B. bei schwer zugänglichen bzw. leicht beweglichen Stationen. (Feuerschiffe bzw. fahrbare Militärstationen.)

Marconisenders. Er braucht zwar nicht viel Energie, aber man kann die Energie auch nur durch Vergrößerung der Anfangsspannung steigern (vgl. d). Im Gegensatz dazu ist es beim gekoppelten Sender infolge der großen im Erregerkreis verwendbaren Kapazität möglich, bei derselben Spannung außerordentlich viel größere Energiemengen in Form elektromagnetischer Wellen auszustrahlen, als beim Marconisender.

In engstem Zusammenhang damit steht ein weiterer Vorteil des gekoppelten Senders im Gegensatz zum Marconisender: es ist möglich, die Schwingungen so zu gestalten, wie sie für einen bestimmten Empfänger am günstigsten sind. Legt man Wert auf große Amplitude der Wellen, so kann man dies erreichen, ohne daß gleichzeitig die Dämpfung eine unbrauchbare Größe annähme. Kommt es auf möglichst geringe Dämpfung an, so läßt sich auch das herstellen, ohne daß gleichzeitig die Amplitude der Welle stark litte. Daher kommt es, daß man sowohl in dem einen Grenzfall, wo möglichst große Entfernungen erreicht werden sollen, als in dem anderen Grenzfall, wo möglichst scharfe Abstimmung das Ziel ist, stets gekoppelten Sender anwendet.

Auch wenn bei derselben Antenne mit verschiedenen Wellenlängen gearbeitet werden soll, läßt sich dies beim gekoppelten Sender im allgemeinen in wirksamerer Weise machen als beim Marconisender.

c. Bezüglich der Energieverluste ist ein Unterschied des gekoppelten Senders der, daß die Funkenstrecke in der Antenne weggefallen ist. Dafür hat man die Funkenstrecke im Kondensatorkreis eingetauscht. Ob der Tausch einen Vorteil oder Nachteil bedeutet, läßt sich wohl allgemein nicht angeben.

Ein Vorteil des gekoppelten Senders ist ferner der, daß die Oberschwingungen der Antenne nicht mit merkbarer Amplitude erregt werden. Dieser Energieverlust bleibt demnach dem gekoppelten Sender erspart. Dafür tritt aber, wenigstens bei fester Koppelung, eine zweite Schwingung auf, die nur Energie verbraucht\*), aber bei den gebräuchlichen Anordnungen nichts für die Fernwirkung leistet.

d. Ein wesentlicher Vorteil des gekoppelten Senders ist aber der, daß die Antenne Ladungen nur infolge der Schwingungen, dagegen nicht wie beim einfachen Sender durch den Funkeninduktor bekommt. Die Folge davon ist, daß an die Isolation der Antenne bedeutend

---

\*) Zu bedenken ist aber bei derartigen Überlegungen, daß weder die von den beiden Schwingungen verbrauchte, noch die von ihnen ausgestrahlte Energie gleich der Summe der Energien ist, die jede von ihnen verbrauchen bezw. ausstrahlen würde, wenn sie allein vorhanden wäre.

geringere Anforderungen gestellt werden müssen, daß ferner durch kleine Isolationsfehler die Schwingung bedeutend weniger beeinflusst wird [42]. Beim einfachen Sender genügen die geringsten Isolationsfehler, um das Funktionieren überhaupt in Frage zu stellen.

Es liegt nahe, diesen Vorteil gering anzuschlagen, anzunehmen, daß gute Isolation keine ernsthaften technischen Schwierigkeiten bieten könne. Tatsächlich sind die Schwierigkeiten besonders in den Tropen so groß, daß daran Installationen einfach gescheitert sind <sup>85)</sup> [vgl. auch 126].

### 99. Der Wirkungsgrad eines gekoppelten (Braun'schen) Senders.

a. Die nutzbare Energie des ganzen Senders ist die Energie der Welle mit der kürzeren Wellenlänge, auf welche der Empfänger abgestimmt ist. Man versteht also bei einem Braun'schen Sender unter Wirkungsgrad am besten das Verhältnis der Energie, welche von der kürzeren Welle ausgestrahlt wird, im Verhältnis zu der gesamten Energie, welche anfänglich durch Laden des Kondensators dem ganzen System mitgeteilt wurde. Zu einer einigermaßen genauen Berechnung des Wirkungsgrads fehlen vorerst die experimentellen Grundlagen. Groß kann er aber jedenfalls nicht sein. Denn außer der Energie, welche auf irgend eine Weise in der Antenne oder im Kondensatorkreis in Wärme verwandelt wird, wird bei fester Koppelung in nutzloser Weise verbraucht die Energie, welche durch die Welle mit der längeren Wellenlänge ausgestrahlt wird\*).

b. Wenn es auch durchaus wünschenswert wäre, den Wirkungsgrad zu kennen, so spielt er doch für die drahtlose Telegraphie durchaus nicht dieselbe Rolle wie für die Starkstromtechnik. In dieser kommt es ausschließlich auf die Größe der gelieferten Energie an; sie wird tatsächlich bezahlt. Der Wirkungsgrad gibt also ein richtiges Maß für die Brauchbarkeit einer Anlage\*\*).

Bei der drahtlosen Telegraphie spielt aber nicht nur die Größe der ausgestrahlten Energie, sondern auch noch die Form\*) derselben eine wesentliche Rolle (Amplitude, Dekrement). Nehmen wir an, es liegen zwei Sender vor, welche beide denselben Prozentsatz ihrer Gesamtenergie als nutzbare Energie ausstrahlen, welche also denselben

---

\*) Vergl. Fußnote auf S. 166.

\*\*) Für die tatsächliche Wirkung kann auch hier die Form, in welcher die Energie geliefert wird (z. B. Kurvenform bei Wechselstrom), von Wichtigkeit sein. Der Zentrale wird aber einfach das bezahlt, was die Zähler angeben.

Wirkungsgrad besitzen. Der eine soll aber eine stark gedämpfte Welle großer Amplitude, der andere eine schwach gedämpfte Welle kleiner Amplitude aussenden. Es ist dann gar kein Zweifel, daß sich Empfänger konstruieren lassen, auf welche der eine Sender viel besser wirkt als der andere. Trotz gleichen Wirkungsgrads würde also die Brauchbarkeit des einen Senders für den betreffenden Empfänger viel größer sein als diejenige des anderen.

c. Es ist zum Teil Sitte, um die Wirksamkeit eines Senders zu charakterisieren, in die Antenne ein Hitzdrahtinstrument einzuschalten und dann anzugeben: „die Stromaufnahme der Antenne“ sei so und so viel Ampère oder, wenn das Instrument die in demselben verbrauchte Wattzahl anzeigt: die „Energieaufnahme“ der Antenne sei so und so viel Watt. Derartige Angaben sind, wenn nicht genau geschildert wird, wie die näheren Umstände waren, meist irreführend.

Vor allem sind Angaben, die bei verschiedener Entladungszahl erhalten wurden, durchaus nicht vergleichbar. Dieselbe Anlage, in welcher die „Stromaufnahme“ der Antenne 10 Amp. ist bei 10 Entladungen pro Sekunde, würde bei 30 Entladungen eine „Stromaufnahme“ von 30 Amp. ergeben, ohne daß dadurch die Wirkung auf viele Empfänger irgendwie geändert würde. Denn die Wirkung auf viele der in der Praxis gebrauchten Wellenanzeiger (z. B. den Körnerkohärer) ist durch den Ablauf einer einzigen Entladung vollkommen bestimmt; sie wird nicht verstärkt, wenn man die Anzahl der Entladungen steigert.

Aber selbst dann, wenn die Entladungszahl dieselbe oder die Wirkung auf den Wellenanzeiger der Entladungszahl wirklich proportional ist wie bei den Thermodektoren, gibt ein in die Antenne eingeschaltetes Meßinstrument eben nur ein Maß für den gesamten Stromeffekt an der betreffenden Stelle. Daraus kann nicht ohne weiteres ein Schluß auf die Brauchbarkeit der Anordnung gezogen werden aus folgenden Gründen:

1. Für manche Wellenanzeiger ist es zweifelhaft, ob gerade der Effekt der Schwingungen das Ausschlaggebende ist.

2. Jedenfalls kann es nur ankommen auf den Effekt, den diejenige Schwingung, auf welche der Empfänger abgestimmt ist, im Empfänger hervorruft. Der Effekt dieser Schwingung im Empfänger ist aber im allgemeinen dem gesamten Stromeffekt der beiden Schwingungen im Sender durchaus nicht proportional [81 b und c]. Man kann also aus dem gesamten Stromeffekt im Sekundärsystem des Senders keinen Schluß auf die Wirkung in einem abgestimmten Empfänger ziehen.

3. Endlich kommt für die Fernwirkung nicht nur der Strom an einer einzigen Stelle der Antenne, sondern auch noch die Stromverteilung in Frage, ein Grund, der allerdings bei Antennen mit verstärkter Endkapazität wenig ins Gewicht fällt.

## § 2. Die technische Ausführung der Sender.

### 100. Ladung der Kondensatoren oder Antennen.

a. Für kleinere Stationen ist ziemlich gebräuchlich die Verwendung von Funkeninduktor mit unterbrochenem Gleichstrom.

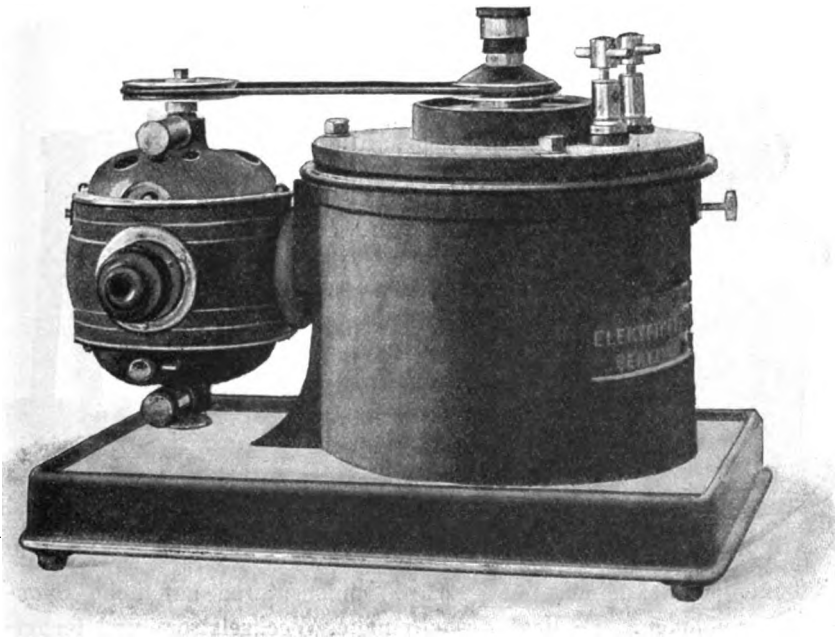


Fig. 147.

Vom Funkeninduktor muß weniger hohe Spannung, als ziemlich große Elektrizitätsmenge bei mäßiger Spannung verlangt werden. Die Verhältnisse liegen also wesentlich anders als beim Betrieb von Röntgenröhren.

Von größter Bedeutung ist der Unterbrecher. Für geringe Ströme genügt der Hammerunterbrecher. Er verbraucht sehr wenig Energie und ist deshalb überall am Platze, wo auf geringen Energieverbrauch vor allem anderen Wert gelegt werden muß.

Für verhältnismäßig starke Ströme hat sich sehr gut bewährt

der Quecksilberturbinenunterbrecher der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft. Die Fig. 147, 148 und 149 zeigen verschiedene Ausführungsformen, Fig. 147 und 148 für Laboratoriumszwecke und feste Stationen, Fig. 149 für Schiffsstationen. Die Konstruktion des Unterbrechers darf wohl als bekannt vorausgesetzt werden. Seine Vorteile insbesondere auch für Messungen sind: (1) er unterbricht verhältnismäßig starke Ströme sehr regelmäßig; (2) die Umdrehungszahl des Motors und damit die Unterbrechungszahl ist unabhängig von der Stärke des Stroms, der unterbrochen werden soll.

b. Der Nachteil des Betriebs mit Funkeninduktor und unterbrochenem Gleichstrom ist der, daß man schwer genügende Elektri-

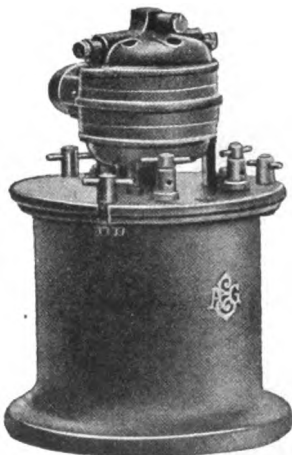


Fig. 148.



Fig. 149.

zitätsmengen bekommt, um große Kondensatoren auf hohe Spannungen zu laden. Es liegt deshalb nahe, Wechselstrom und technischen Wechselstromtransformator zu verwenden.

Die Nachteile dieses Betriebs sind:

1. Die Anzahl der Funken ist mindestens so groß wie die Wechselzahl des Wechselstroms, im allgemeinen ca. 100/sek., meist infolge der Partialfunken viel größer. Die große Anzahl der Entladungen ist zwar für manche Wellen-anzeiger ein Vorteil, für viele andere stellt sie einen nicht nur nutzlosen, sondern sogar für die Fernwirkung schädlichen Energieverbrauch dar. Einerseits durch die Erhitzung der Elektroden, andererseits dadurch, daß der Raum zwischen den Elektroden bei einer so raschen Funkenfolge ionisiert bleibt, wird die Entladungsspannung und damit auch die Anfangsspannung der Kondensatoren und die Schwingungsamplitude vermindert [41 b]. In demselben Sinne wirken die „Flammenbögen“, die sich leicht dadurch bilden, daß der Wechsel-

stromtransformator noch viel Strom nachliefert, nachdem der Funke schon übergeschlagen ist.

2. Durch den Funken wird die Sekundärspule des Wechselstromtransformators nahezu kurz geschlossen. Das kann die Sekundärspule schädigen und auch eine sehr ungünstige Rückwirkung auf den Primärstromkreis zur Folge haben.

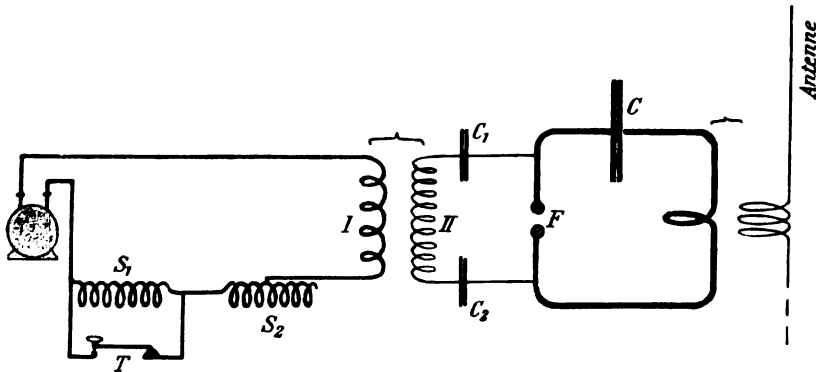


Fig. 150.

3. Betriebssichere technische Transformatoren für die Spannungen, die man bei der drahtlosen Telegraphie mit gedämpften Schwingungen verwendet (1—3 cm Schlagweite = ca. 30 000 bis 80 000 Volt), herzustellen, ist nicht leicht, mindestens mit ziemlich hohen Kosten verknüpft.

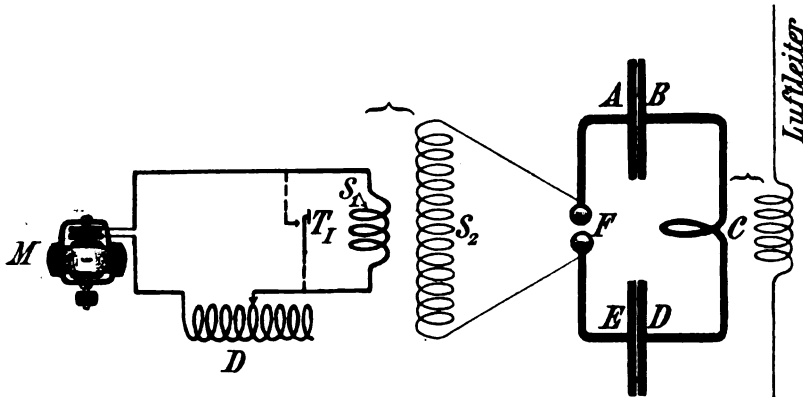


Fig. 151.

Die in 1 und 2 angegebenen Übelstände lassen sich jedenfalls zum Teil vermeiden durch Einschalten von Kondensatoren ( $C_1, C_2$  Fig. 150)\*) oder Drosselspulen in die Leitung zwischen den Sekundärpolen des Transformators und der Funkenstrecke, ebenso durch Einschalten genügend kräftiger Drosselspulen ( $S_2$  Fig. 150) in den Primärkreis des Transformators oder auch in den Sekundärkreis.

\*) Schaltung, die früher bei der Poldhu-Station Marconi's zur Verwendung kam.

c. In sehr geschickter Weise sind sämtliche Mängel des Betriebs mit Wechselstrom umgangen durch eine Anordnung, welche von der

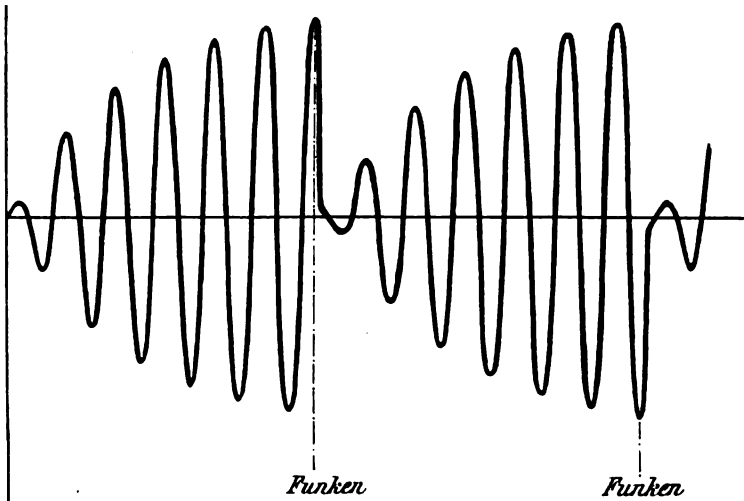


Fig. 152.

Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, welche sie verwendet, als „Induktorresonanz“, auch als „Resonanzinduktor“, bezeichnet wird.

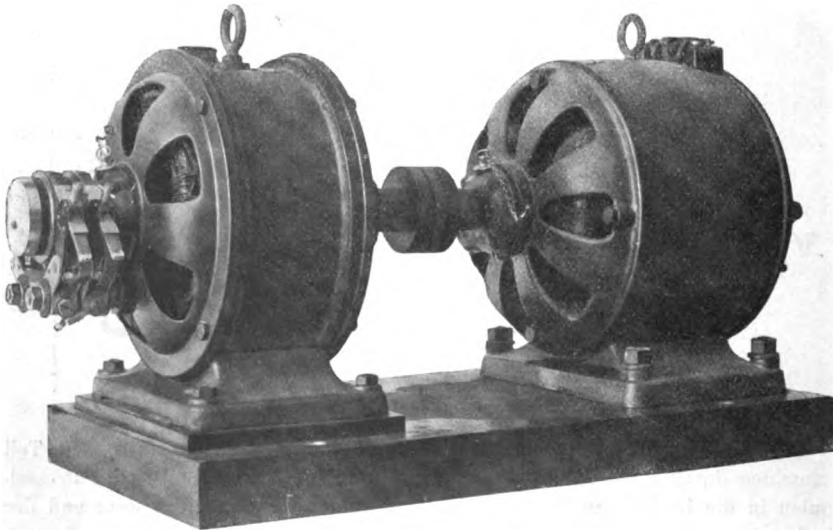


Fig. 153.

Der Transformator (Funkeninduktor) besitzt offenen Eisenkern; an seine Pole ist in gewöhnlicher Weise der Kondensatorkreis angeschlossen (Fig. 151). Die Funkenstrecke F ist so eingestellt, daß die normale Sekundärspannung bei



weitem nicht ausreicht, um sie zu durchschlagen. Man hat dann den in 61 bzw. 62 besprochenen Fall: ein ungedämpft schwingendes Primärsystem (Anker

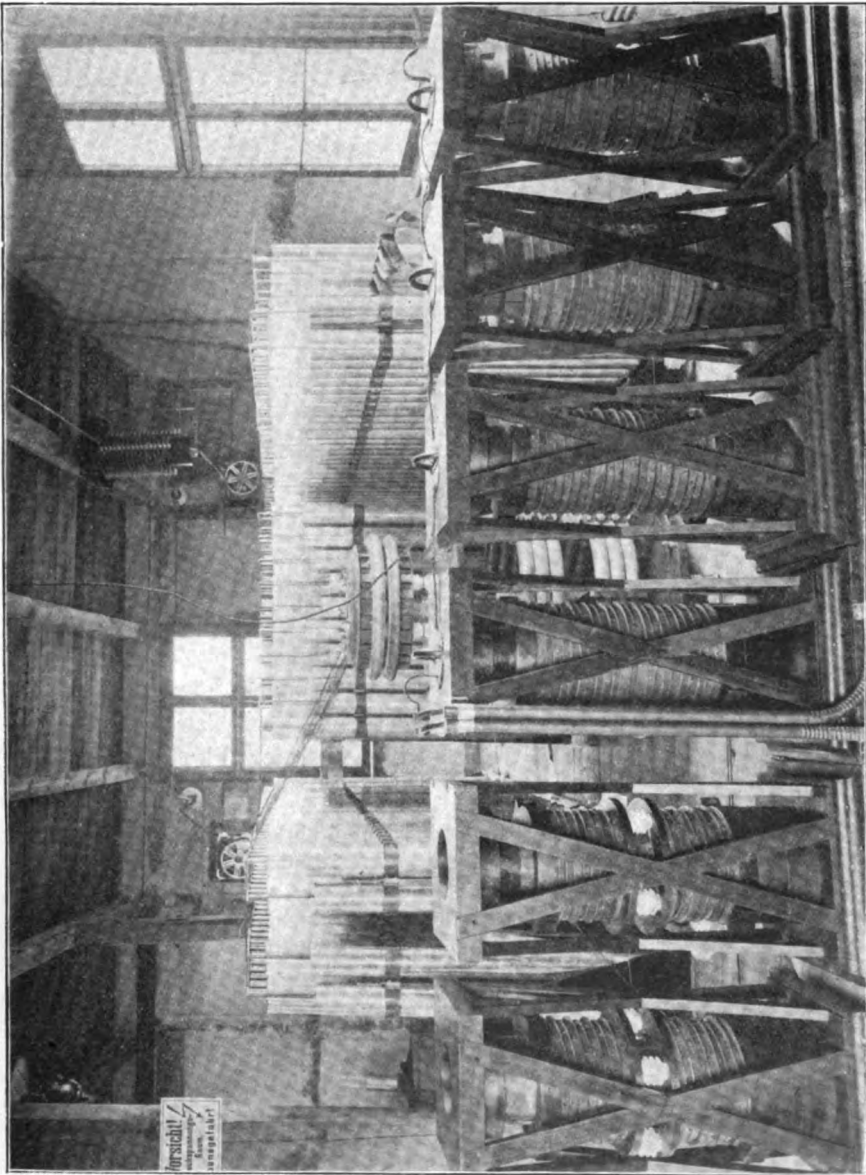


Fig. 164

der Wechselstrommaschine, Spule D, Primärspule  $S_1$  des Induktors) gekoppelt mit einem Kondensatorkreis (Sekundärspule  $S_2$  des Induktors ABCDE  $S_2$ ). Sorgt man dafür, daß die beiden Kreise in Resonanz sind, so ist der Verlauf der

Schwingungen, wenn man den Primärstrom schließt, ungefähr der in Fig. 152 dargestellte. Die Strom- und damit auch die Spannungsamplitude steigt mit jeder Periode höher an und zwar weit über den normalen Wert der Spannung hinaus, bis nach einer Anzahl Perioden die Spannung so groß geworden ist, daß bei F ein Funke überschlägt und damit der Kondensatorkreis F A B C D E F in schnelle Schwingungen gerät.

Durch diese Schwingungen wird die Energie, die sich im Kondensatorkreis  $S_2$  A B C D E  $S_2$  angesammelt hatte, schnell verbraucht. Die Spannung fällt infolge davon rasch ab, es bildet sich kein Flammenbogen und ebensowenig steigt der Strom im Primärkreis merklich an.

Von der nächsten Periode an wiederholt sich das Spiel. Ein Funke tritt erst wieder auf, nachdem durch eine Anzahl Perioden hindurch in das Sekundärsystem ( $S_2$  A B C D E  $S_2$ ) Energie hineingepumpt [61c] und dadurch die Spannung genügend hoch hinaufgetrieben worden ist.

Die Vorteile der Anordnung sind also: Vermeidung von Flammenbögen, von Kurzschluß der Sekundärspule, von Rückwirkung auf das Primärsystem, geringe Funkenzahl und sehr viel höhere Spannung, als sie dem Übersetzungsverhältnis des Transformators entsprechen würde\*).

Für einen gegebenen Transformator und eine gegebene Frequenz gibt es einen günstigsten Koppelungsgrad. Um ihn herstellen zu können, empfiehlt es sich, regulierbare Drosselspulen (D, Fig. 151) in den Primärkreis (oder auch Sekundärkreis) einzuschalten.

An Stellen, wo keine Wechselstrom-, sondern nur Gleichstromzentrale ist, werden einankerige Gleichstrom-Wechselstrom-Umformer oder Gleichstrommotor mit Wechselstromgenerator (Fig. 154) zum Betrieb verwendet.

In der Station Nauen der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie (Fig. 153) dient eine 65pferdige Dampfmaschine zum Antrieb der Wechselstrommaschine. Die Transformation auf hohe Spannung besorgen vier parallel geschaltete Transformatoren (auf Fig. 154 vorn rechts). In den Sekundärkreis sind zwei Hochspannungsdrosselspulen (auf 154 vorn links) eingeschaltet.

## 101. Taster.

a. Wie bei der gewöhnlichen Telegraphie werden zum Telegraphieren Taster benützt. Im Gegensatz zur gewöhnlichen Telegraphie tritt aber hier die Schwierigkeit auf, daß Stromkreise mit starken Strömen und hoher Selbstinduktion unterbrochen werden

---

\*) Bei 100 Wechseln pro Sekunde gelingt es leicht, die Funkenzahl auf ca. 5 pro Sekunde herabzudrücken und die Sekundärspannung auf das Dreifache des normalen Werts zu steigern.

müssen. Dabei entstehen unter Umständen sehr starke Funken, welche die Kontakte der Taster zerstören.

Man kann diese Funken schwächen dadurch, daß man den Stromkreis nicht vollkommen unterbricht. Das geschieht z. B. bei der Anordnung Fig. 150: dort wird durch das Niederdrücken des Tasters die Drosselspule kurz geschlossen, beim Aufheben des Tasters die Drosselspule wieder in den Stromkreis eingeschaltet; es wird also der Strom nur geschwächt und verstärkt, nie vollkommen unterbrochen. Statt die Drosselspule kurz zu schließen, kann man das Verhältnis

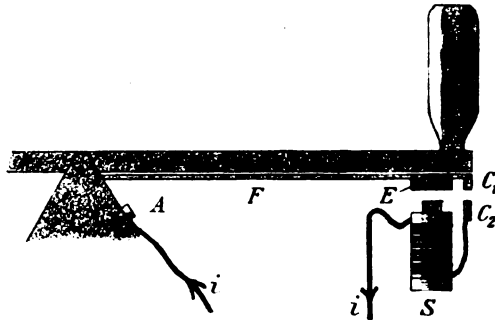


Fig. 155.

auch gerade umdrehen (Fig. 151): die Drosselspule befindet sich stets im Kreis, die Primärspule des Transformators wird aber abwechselungsweise kurz geschlossen, bezw. der Kurzschluß durch den Taster wieder aufgehoben\*).

In sehr einfacher Weise wird der ganze Übelstand für nicht zu starke Ströme aufgehoben bei Tastern, die nach Angabe von F. Braun

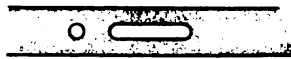


Fig. 156.

bei der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie und nach Angaben von A. Gray bei der Marconi-Gesellschaft im Gebrauch sind (schematisch in Fig. 155 abgebildet\*\*).

Unterhalb des eigentlichen Tasters befindet sich eine Feder *F*, an der ein Eisenanker *E* und ein Platinkontakt *C<sub>1</sub>* befestigt ist. Ist der Taster und damit

\*) Anordnung in der Station Nauen. Dort ist außerdem ein Tasterrelais gebraucht. Der Taster, den man mit der Hand bedient, schließt einen Gleichstromkreis, welcher den Taster *T* von Fig. 151 erst in Betrieb setzt.

\*\*) Diese Anordnungen sind alle auch deshalb von Wichtigkeit, weil sie das Auftreten von sehr hohen Spannungen beim plötzlichen Unterbrechen des Stromkreises verhindern.

die Feder *F* niedergedrückt, so berührt der Kontakt *C*<sub>1</sub> den Kontakt *C*<sub>2</sub> und der Primärstrom *i* des Induktors oder Transformators ist geschlossen. Er durchfließt nicht nur den Taster auf dem Wege *AFC*<sub>1</sub>*C*<sub>2</sub>, sondern auch noch die Spule *S*. Wird der Taster jetzt losgelassen, so daß er sich nach oben bewegt, so wird trotzdem der Kontakt *C*<sub>1</sub> nicht vom Kontakt *C*<sub>2</sub> entfernt, da die magnetische Wirkung des Stroms in der Spule *S* den Eisenanker *E* noch anzieht und dadurch die Feder *F* und den Kontakt *C*<sub>1</sub> noch festhält. Erst wenn der Primärstrom Null ist, wird der Eisenanker von der Spule losgelassen und der Kontakt *C*<sub>1</sub> durch die Feder *F* von *C*<sub>2</sub> getrennt, aber jetzt ohne jede Funkenbildung.

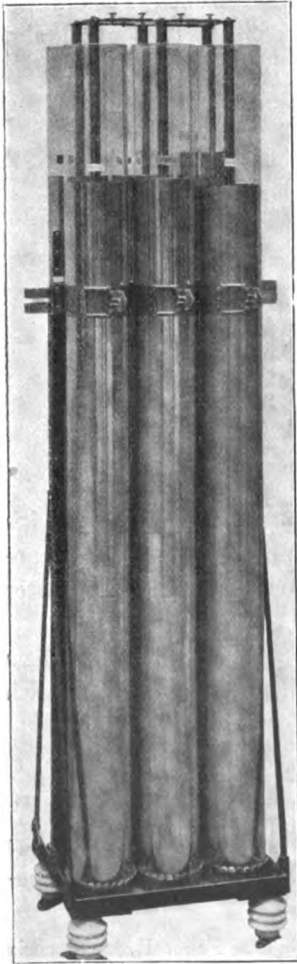


Fig. 157.

b. Da, wo es darauf ankommt, möglichst schnell zu telegraphieren, können, wie z. B. bei dem Wheatstone'schen Schnelltelegraphen, automatische Taster gebraucht werden.

Das Prinzip ist das folgende. In einen Streifen aus einem genügend starken Papier oder einer anderen isolierenden Substanz werden die Telegramme in Telegraphenschrift eingestanzt. Ein a würde z. B. wie Fig. 156 aussehen. Zieht man einen solchen Streifen zwischen den Kontakten eines geeignet konstruierten Tasters hindurch, so schließt er den Stromkreis, so oft ein ausgestanzter Teil den Kontakt passiert.

Ein automatischer Taster bildet einen normalen Bestandteil der Senderanordnungen von Lodge und Muirhead; auch Marconi hat jedenfalls gelegentlich solche benutzt.

## 102. Der Kondensatorkreis (Erregerkreis).

### a. Kondensatoren.

Die Bedingungen, denen die Kondensatoren zu genügen haben, sind:

1. große Durchschlagsfestigkeit;
2. geringe Größe und bequeme Form;
3. geringer Energieverbrauch durch dielektrische Hysterese;
4. kein Sprühen.

Die Bedingungen 1 bis 3 würden Kondensatoren aus Platten von gutem Flintglas als Dielektrikum sehr gut erfüllen. Allein es scheint außerordentliche technische Schwierigkeiten zu haben, Flintglas in Form von brauchbaren größeren Platten herzustellen. Will man deshalb Flintglas als Isolationsmaterial beibehalten, so ist man ge-

zwungen, als Kondensatoren Flaschen zu verwenden, wie es wohl auch meist geschieht. Der Mangel derselben ist der, daß man für große Kapazitäten eine sehr große Anzahl Flaschen verwenden muß, und daß es sehr schwer ist, Wirbelströme in den Belegungen zu vermeiden. Eine Batterie solcher Flaschen, wie sie die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie in Stationen für 500 km Reichweite verwendet, ist in Fig. 157 abgebildet.

Um den schädlichen Einfluß des Sprühens herabzudrücken, ist Serienschaltung am Platze, durch die unter Umständen auch die Energieverluste durch dielektrische Hysteresis vermindert werden [15].

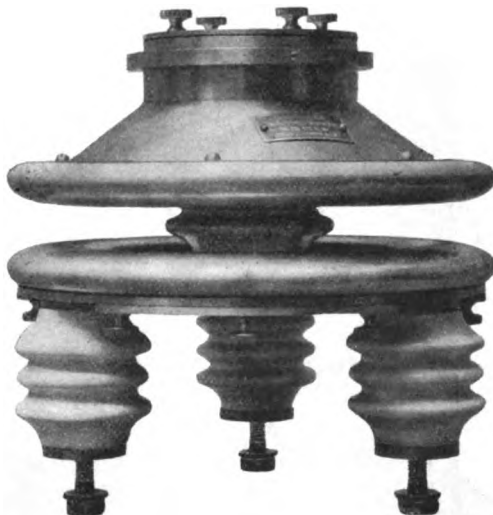


Fig. 158.

Bei der Station Nauen (Fig. 154) sind drei Batterien von je 120 Flaschen in Serie geschaltet. Auch die dort benützte hohe schmale Form der Flaschen ist besonders geeignet [796].

De Forest scheint Kondensatoren aus Glasplatten zu benützen und sie zur Vermeidung des Sprühens in Behälter mit gut isolierendem, schwerem Öl zu legen <sup>86)</sup>. Preßluftkondensatoren schlägt Fessenden <sup>18)</sup> vor. Von den Mängeln, die Luftkondensatoren sonst haben, geringe Durchschlagsfestigkeit, Neigung zum Sprühen\*) und geringe Kapazität, scheinen die beiden ersten bei Verwendung von Preßluft sehr verringert zu werden. Es bleibt aber die Notwendigkeit, den Kondensatoren sehr große Dimensionen zu geben, was bei Verwendung von Preßluft die Herstellung wohl nicht ganz einfach macht.

\*) Erster Art [16 a].

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

b. Die Elektroden der Funkenstrecke sind so zu bauen, daß ihr Krümmungsradius möglichst groß [41] und einer schädlichen Erwärmung derselben möglichst vorgebeugt wird. Sehr gut scheinen sich die ringförmigen Elektroden von sehr großen Dimensionen bewährt zu haben, welche die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie verwendet (Fig. 158).

Die Funkenstrecke wird häufig in einen Kasten eingeschlossen, damit das ungeheure Geräusch, das mit der Entladung großer Kapazi-

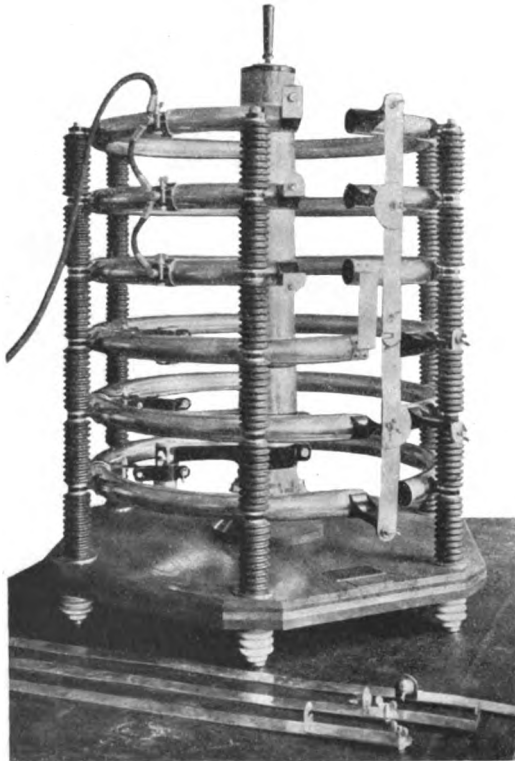


Fig. 159.

täten bei großen Spannungen verknüpft ist, einigermaßen gedämpft wird. Das Umschließen der Funkenstrecke mit einem Kasten gestattet auch die Verwendung eines anderen Gases als Luft oder anderer Drucke als Atmosphärendruck\*).

\*) Solche Vorschläge sind von den verschiedensten Seiten gemacht worden. Ob der Vorteil, den man damit erreicht, die damit verbundene Komplikation der Anordnung rechtfertigt, ist mir nicht bekannt.

c. Über die Strombahn der Kondensatorkreise läßt sich wohl kaum etwas Allgemeines sagen. Eine solche, die für eine Station der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie von 1000 km Reichweite bestimmt ist, ist in Fig. 159 abgebildet. Sie besteht aus versilberten Kupferröhren; die Windungen sind zum Teil parallel geschaltet.

Bei den Strombahnen, die für die Anordnung Fig. 143 oder 144 bestimmt sind, sind die Anschlüsse A und B verschiebbar eingerichtet, so daß die Frequenz und der Koppelungsgrad bequem einreguliert werden kann.

Eine fast selbstverständliche Forderung ist es, die Strombahn so zu legen, daß Wirbelströme in den Kondensatorbelegungen und in anderen Leitern möglichst vermieden werden. Es scheint, daß darauf früher sehr wenig geachtet wurde. Manche Senderanordnungen machen den Eindruck, als ob man die Absicht gehabt hätte, damit nicht nur zu telegraphieren, sondern auch noch den Raum durch die Wärmeentwicklung der Wirbelströme zu heizen.

## Kapitel VIII.

# Sender für Stoßerregung und ungedämpfte Schwingungen.

### § 1. Sender für Stoßerregung (Wien'scher Sender).

#### 103. Allgemeines.

In neuester Zeit scheint es, daß die Stoßerregung [59] immer mehr auch in der Praxis der drahtlosen Telegraphie Eingang findet, zum Teil unmittelbar im Anschluß an die Versuche von M. Wien<sup>51)</sup>. Zwar hatte schon früher R. A. Fessenden<sup>89)</sup> eine Anordnung ver-

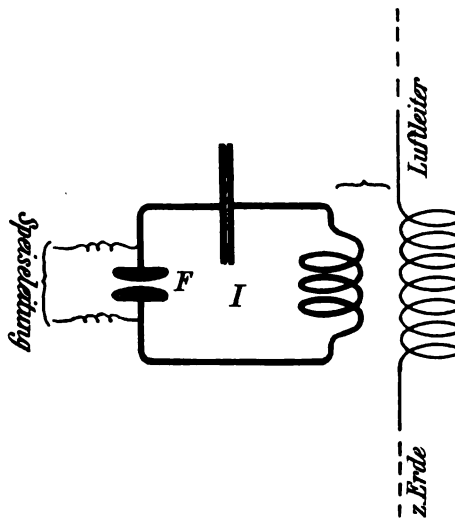


Fig. 160.

wendet, bei der tatsächlich sicherlich Stoßerregung vorlag [106], ohne indes dies beabsichtigt oder erkannt zu haben. M. Wien hat dagegen meines Wissens zuerst das Wesen dieser Erscheinung klar hervorgehoben und auf ihre Vorteile für die drahtlose Telegraphie hingewiesen.



Als Anordnungen scheinen in der Praxis diejenige von Fig. 160 und diejenige von Fig. 161 benützt zu werden. Im Falle von Fig. 160 wird für die Antenne zum Teil „Schwungradschaltung“ [108 e] verwendet.

Diese Schaltungen, zumal Fig. 160, sind äußerlich identisch mit denjenigen beim Braun'schen Sender [94]. Der prinzipielle Unterschied besteht aber in folgendem: beim Braun'schen Sender ist der Primärkreis im allgemeinen schwächer, jedenfalls nicht stärker gedämpft als das Sekundärsystem, beim Wien'schen Sender ist Bedingung, daß der Primärkreis (Stoßkreis) viel stärker

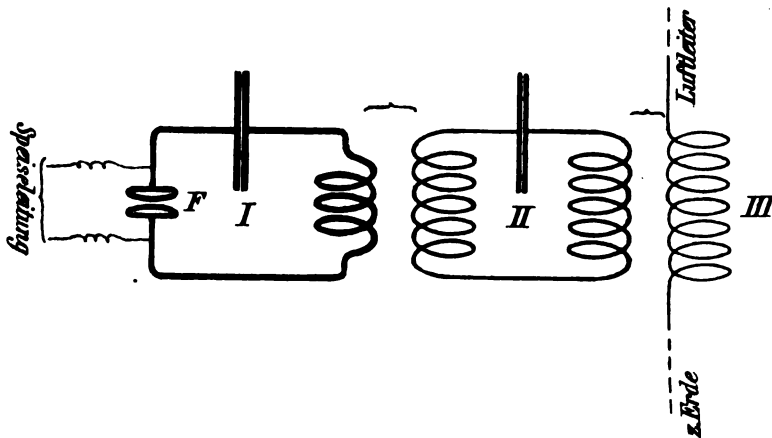


Fig. 161.

gedämpft ist als das Sekundärsystem; nur in diesem Falle tritt Stoßerregung ein.

In Folge davon sind die ausgesandten Wellen bei den Sendern verschieden. Beim Braun'schen Sender erhält man bei sehr loser Koppelung eine einzige Welle, welche merklich die Dämpfung des Primärsystems besitzt, im Fall fester Koppelung 2 Wellen mit verschiedenen Frequenzen und verschiedenen Dekrementen. Der Wien'sche Sender (Fig. 160) schickt eine einzige Welle aus, deren Dekrement dasjenige des Sekundärsystems ist. Schaltet man (Fig. 161) als Sekundärkreis einen Kondensatorkreis (II Fig. 161), den sog. „Zwischenkreis“ zwischen Stoßkreis und Antenne und koppelt man ihn lose mit der Antenne, so kann erreicht werden, daß auch auf die Antenne die bei richtiger Konstruktion sehr schwach gedämpften Schwingungen des Zwischenkreises übertragen werden. Der Nachteil dieser Anordnung, Energieverbrauch im

Zwischenkreis und dadurch bedingter geringerer Wirkungsgrad, tritt um so mehr zurück, je mehr die Bedingung möglichst geringer Dämpfung im Zwischenkreis erfüllt ist.

Ein praktischer Unterschied zwischen dem Braun'schen und Wien'schen Sender besteht darin, daß beim Braun'schen der Koppelungsgrad zwischen Primär- und Sekundärsystem in weiten Grenzen willkürlich ist [96 c, 97 b], während beim Wien'schen Sender auf den richtigen Koppelungsgrad zwischen Stoßkreis und Sekundärsystem der größte Wert gelegt werden muß.

Die verschiedenen Systeme, in denen die Stoßerregung Verwendung findet, unterscheiden sich einerseits durch die Art und Anordnung der Gasstrecke F, anderseits dadurch, wie die Ladung des Kondensators im Stoßkreis erfolgt.

#### 104. Stoßkreis mit Quecksilberlampe <sup>87)</sup>.

In letzterer Beziehung schließt sich am nächsten an das Verfahren bei gewöhnlichen gedämpften Schwingungen an eine Anordnung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie. Die Ladung erfolgt wie dort durch einen Funkeninduktor bzw. Wechselstromtransformator. Als Gasstrecke F dient nach dem Vorschlag von R. Rendahl eine Quecksilberbogenlampe, d. h. eine evakuierte Glasröhre mit Quecksilberelektroden. Für die Form dieser Lampen scheint wesentlich nur zu sein, daß über den Elektroden ein genügend großer Raum zur Abkühlung und Kondensation des Quecksilberdampfes vorhanden ist. Außerdem muß die Röhre möglichst gut evakuiert und reines Quecksilber verwendet werden.

Ein Mangel der Quecksilberlampe ist, daß man keine höhere Spannung als etwa 10000 Volt verwenden kann, bei höheren Spannungen also auf Serienschaltung mehrerer Lampen angewiesen ist. Ein großer Vorteil derselben besteht darin, daß man ohne Nachteil die Funkenzahl sehr hoch steigern kann. Die Folge davon ist, daß die einzelnen Entladungen rasch aufeinander folgen und die Verwendung von verhältnismäßig großen Energiemengen möglich ist. Erreicht wird die hohe Funkenzahl dadurch, daß man zum Betrieb des Wechselstromtransformators eine Maschine von viel höherer Wechselzahl, als es in der Technik üblich ist, und vermutlich außerdem noch Partialfunken [43 c] benutzt.

Es scheint nach den bisherigen Erfahrungen, daß der Wirkungsgrad, den man bei der Anordnung Fig. 161 mit einer Quecksilber-

lampe als Funkenstrecke erzielt, ein sehr guter ist<sup>88)</sup>, vorausgesetzt, daß für die Koppelung zwischen Stoßkreis I und Zwischenkreis II der richtige Koppelungsgrad gewählt wird.

#### 105. Stoßkreis mit Funkenstrecke aus festen Metallen. Allgemeines.

Daß man im Stoßkreis an Stelle der Quecksilberlampe eine Funkenstrecke mit Elektroden aus festen Metallen in Verbindung mit Funkeninduktor oder Wechselstromtransformator verwenden könnte, geht aus 59 hervor. Zur praktischen Verwendung ist aber wohl diese Anordnung bis jetzt nicht gelangt. Man wählt zum Laden der Kondensatoren im Stoßkreis gewöhnlich hochgespannten Gleichstrom.

Die Einrichtung ist dabei besonders einfach (Fig. 162). An eine Gleichstrommaschine A ist unter Vorschaltung von Widerständen  $R_0$  und unter Umständen von Spulen  $L_0$  der Stoßkreis I angeschlossen.

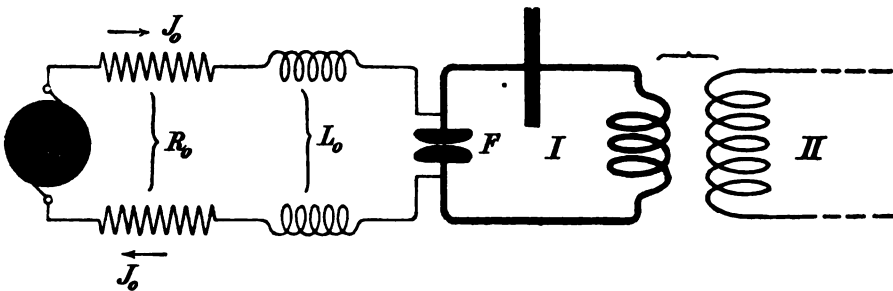


Fig. 162.

Bei richtigem Verhältnis der Spannung, des Elektrodenabstands und des „Speisestroms“  $J_0$  bekommt man nicht einfach einen Lichtbogen zwischen den Metallelektroden, sondern es entstehen im Kondensatorkreis gedämpfte Schwingungen. Dabei folgen die einzelnen Entladungen des Kondensatorkreises außerordentlich rasch (bei den gewöhnlichen Anordnungen viele tausendmal pro Sekunde) aufeinander. Für die Regelmäßigkeit der Entladungen ist es nach meinen Erfahrungen von sehr großem Vorteil, mit der Spannung möglichst hoch hinaufzugehen, jedenfalls nicht unter 1000 Volt zu bleiben.

Nicht wesentlich verschieden von dieser Erregungsart ist es, wenn man die Gleichstrommaschine durch eine Wechselstrommaschine (bzw. einen Transformator) ersetzt, den Elektrodenabstand aber viel kleiner wählt als die Schlagweite, welche der Spannungsamplitude der Maschine (bzw. des Transformators) entspricht. Dann treten während jeder Halbperiode des Wechselstroms eine sehr große An-

zahl von Partialfunken und damit von Entladungen des Kondensator-  
kreises auf.

Der Betrieb mit Wechselstrom hat vor demjenigen mit hochgespanntem Gleichstrom folgendes voraus:

1. Es ist mit Wechselstrom leichter, die für den Betrieb vorteilhaften hohen Spannungen (von einigen tausend Volt) herzustellen.

2. Es ist mit Wechselstrom leichter, regelmäßige Entladungen zu bekommen als mit Gleichstrom.

3. Dazu kommen schwerwiegende Vorteile für den Empfänger, wenn man eine Wechselstrommaschine von hoher Periodenzahl verwendet [166 b].

Darüber, wie sich der Wirkungsgrad bei Wechselstrombetrieb zu demjenigen bei Gleichstrombetrieb verhält, liegen zur Zeit wohl keine einwurfsfreien Messungen vor<sup>88a)</sup>.

Der Bedingung stärkerer Dämpfung im Primärkreis als im Sekundärssystem [103] wird allgemein dadurch genügt, daß man wie bei der ursprünglichen Anordnung von M. Wien („Zischfunken“) die Elektrodenabstände der Funkenstrecke sehr klein wählt, zum Teil viel kleiner als 1 mm. In diesem Fall wird die Dämpfung des Primärkreises sehr groß [13d] und bei Koppelung mit einem mäßig oder schwach gedämpften Sekundärssystem tritt Stoßerregung ein: man erhält im Sekundärssystem in rascher Folge dessen Eigenschwingungen.

#### 106. Stoßkreis mit Funkenstrecke aus festen Metallen. Verschiedene Anordnungen.

a. Der erste, der nachgewiesen hat, daß man mit der Anordnung Fig. 162 im Kondensatorkreis I Schwingungen bekommt, ist meines Wissens Elihu Thomson<sup>89)</sup>; der erste, der diese Anordnung für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie ausgenutzt hat, R. Fessenden<sup>89)</sup>.

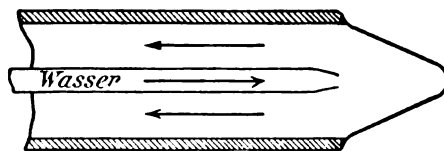


Fig. 163.

Charakteristisch für die von Fessenden benutzte Funkenstrecke (F in der Anordnung Fig. 160 bzw. 162) ist, daß sie sich in einem Zylinder mit komprimierter Luft (ca. 6 Atmosphären) befindet. Für die Konstruktion der Elektroden war der Gesichtspunkt möglichst intensiver Abkühlung maßgebend: zu diesem Zweck sind

sie aus ganz dünnem Silberblech (0,015 inch) und für Wasserkühlung eingerichtet (Fig. 163).

Als Stromquelle verwendet Fessenden, wie es scheint, eine Hochspannungs-Gleichstrommaschine von 4500 Volt; der Speisestrom beträgt einige Zehntel Ampère.

b. Bei der Anordnung von S. G. Brown<sup>90)</sup> (Fig. 164) besteht die eine Elektrode der Funkenstrecke aus einer langsam rotierenden

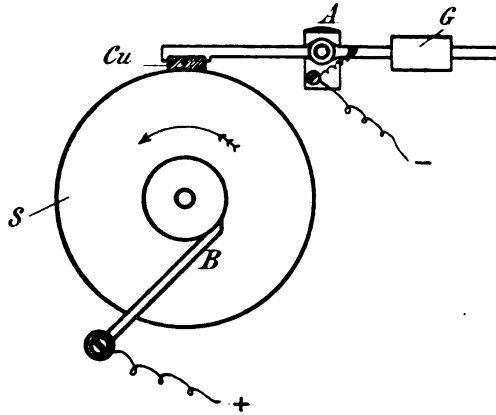


Fig. 164.

Aluminiumscheibe S, gegen welche die andere Elektrode, ein Kupferblock, ganz leicht angedrückt ist.

c. Das Charakteristische der von Marconi<sup>91)</sup> vorgeschlagenen Anordnungen ist, daß die Elektroden der Funkenstrecke im Stoßkreis aus rasch rotierenden Scheiben gebildet werden. Die Funkenstrecke ist entweder eine einfache oder eine einmal unterteilte (vgl. Fig. 174), die Schaltung diejenige von Fig. 160.

d. In letzter Zeit ist zu diesen Anordnungen eine Reihe von neuen hinzugekommen, so diejenige von v. Lepel, W. Peuckert, v. Koch (Badische Anilin- und Sodafabrik) und eine der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie. Allen diesen Anordnungen, über die ich nicht berechtigt bin, nähere Angaben zu machen, ist gemeinsam die Verwendung von Metallelektroden in sehr geringem Abstand. Bei dem Verfahren der Badischen Anilin- und Sodafabrik (von Koch) kommt ein Gebläse mit rotierendem Luftstrom zur Verwendung, durch das nicht nur eine intensive Entionisierung und Abkühlung der Funkenstrecke, sondern auch noch erreicht wird, daß der Funke an immer neuen Stellen der Elektroden übergeht (ähnlich wie bei den rotierenden Elektroden von Marconi). Sehr günstig hat sich

Serienschaltung mehrerer Funkenstrecken erwiesen (Espinosa de los Monteros<sup>52</sup>), Gesellschaft für drahtlose Telegraphie).

Die Ladung des Kondensators im Stoßkreis erfolgt durch Gleichstrom oder auch Wechselstrom in der früher [105] näher angegebenen Weise.

## § 2. Die Sender für ungedämpfte\*) Schwingungen.

### 107. Die verschiedenen Anordnungen.

Die Anordnung, mit der es möglich ist, in einem Kondensator-kreis kontinuierliche Schwingungen von gleichbleibender Amplitude herzustellen, ist diejenige von Fig. 162. Es hängt von der Beschaffenheit des Kondensatorkreises mit Gasstrecke F, von der Spannung der Maschine und Stärke des Speisestroms und auch noch von der Kopplung mit dem Sekundärsystem ab, ob man mit dieser Anordnung gedämpfte oder ungedämpfte Schwingungen bekommt [vgl. § 3].

a. Daß die Anordnung Fig. 162 schon von El. Thomson benützt wurde, ist in 106 erwähnt worden. Es mag dahingestellt bleiben, ob er bei seinen Versuchen gedämpfte oder ungedämpfte Schwingungen gehabt hat. Jedenfalls war er wohl der erste, der nachgewiesen hat, daß durch Gleichstrom die Schwingungen eines Kondensatorkreises andauernd unterhalten werden können.

Bei El. Thomson besaß der Lichtbogen (die Funkenstrecke) Elektroden aus festem Metall, sie befand sich in Luft von Atmosphärendruck. Unter diesen Bedingungen ist es bei Spannungen, die nicht weit über 1000 Volt liegen, mindestens schwer, Schwingungen mit gleichbleibender Amplitude in einem Kondensatorkreis zu erhalten, wenn derselbe einigermaßen beträchtliche Energie an ein Sekundärsystem, mit dem er gekoppelt ist, abgeben soll.

b. Es war deshalb als ein wesentlicher Fortschritt zu betrachten, daß Duddell in der Anordnung von Fig. 162 als Elektroden der Gasstrecke Bogenlampenkohlen verwandte. Es ist dann sehr leicht, in einem Kondensatorkreis Schwingungen von konstanter Amplitude auch dann dauernd zu unterhalten, wenn dem Kondensatorkreis durch ein Sekundärsystem etwas Energie entzogen wird\*\*).

Bei dem Versuch, die Frequenz bei der Duddell'schen Anordnung in dasjenige Gebiet zu steigern, das in der drahtlosen Telegraphie verwandt werden muß, stieß man aber auf Schwierigkeiten. Es wurde deshalb längere Zeit an-

\*) Ich verstehe unter ungedämpften Schwingungen solche, bei denen die Amplitude von Periode zu Periode dieselbe bleibt (bei der Lichtbogenmethode Schwingungen I. oder II. Art [114 und 115]). — Häufig wird dafür auch der Name „kontinuierliche“ Schwingungen benützt. Gegen diesen Ausdruck spricht, daß es kontinuierliche Schwingungen gibt, bei denen die Periode von Periode zu Periode verschieden ist (vgl. Fig. 193). Der Ausdruck ist also im vorliegenden Fall nicht eng genug.

\*\*) Liegt die Frequenz im Gebiet der hörbaren Töne, so hört man den Ton, welcher der betreffenden Frequenz entspricht. Daher der Name: „selbsttönender Lichtbogen“.

genommen, daß es unmöglich sei, bei Verwendung eines Kohlelichtbogens in der Duddell'schen Anordnung ungedämpfte Schwingungen zu erzeugen, deren

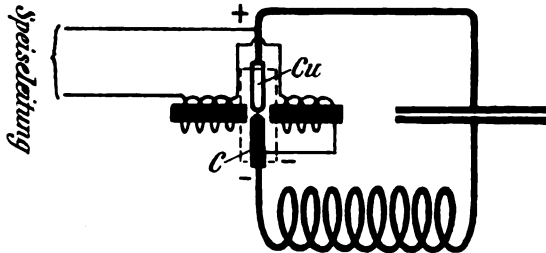


Fig. 165.

Frequenz 100 000/sec. übersteigt. Wertheim-Salomonson<sup>92)</sup> hat allerdings diese Anschauung durch die Tat widerlegt: es gelang ihm Schwingungen mit der Frequenz 400 000/sec. bei der Duddell'schen Anordnung zu erhalten. Allein die Energie, welche diesen Schwingungen entzogen werden konnte, war eine so geringe, daß die Versuche noch nicht als eine praktische Lösung der Aufgabe. ungedämpfte Schwingungen für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie herzustellen, betrachtet werden konnten<sup>93)</sup>.

c. Diese Aufgabe ist zuerst von V. Poulsen<sup>94)</sup> gelöst worden. Er hatte nachgewiesen, daß die El. Thomson'sche bzw. Duddell'sche Anordnung ungedämpfte Schwingungen von der für die drahtlose Telegraphie notwendigen Frequenz und Energie liefert, wenn man sie in der folgenden Weise abändert:

1. Die Gasstrecke (der Lichtbogen, F Fig. 162) wird in Wasserstoff oder ein wasserstoffhaltiges Gas gesetzt.

2. Man läßt auf den Lichtbogen ein Magnetfeld wirken, dessen Richtung senkrecht zur Stromrichtung ist (*magnetisches Gebläse*).

3. Man verwendet für die positive Elektrode der Gasstrecke (des Lichtbogens) eine Kupferelektrode, die eventuell noch durch fließendes Wasser gekühlt wird, und behält nur für die negative Elektrode die Bogenlampenkohle bei.

Dazu kommt eine Maßregel, welche die Regelmäßigkeit der Schwingungen erhöht und deshalb praktisch wichtig ist:

4. Man läßt die eine (Kohlen-) Elektrode langsam rotieren.

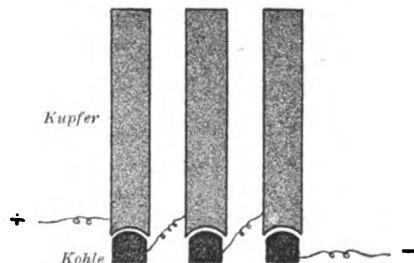


Fig. 166.

Die Poulsen'sche Anordnung (der „Poulsengenerator“) ist also im Prinzip diejenige von Fig. 165, worin die zur Drehung der einen Elektrode notwendigen

Hilfsapparate weggelassen sind. Die beiden vom Gleichstrom durchflossenen Spulen mit ihren Eisenkernen liefern das magnetische Gebläse.

d. Zu einer etwas anderen Lösung der Aufgabe ist die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie<sup>95)</sup> gelangt durch Versuche, die sie auf Anregung von H. Th. Simon unternommen hatte. Ihre „Hochfrequenzlampe“ ist durch folgende Punkte (Fig. 166) gekennzeichnet:

1. Die negative Elektrode am Lichtbogen ist Kohle, die positive Kupfer, das durch Wasser besonders gekühlt wird.
2. Der Bogen brennt in einer Aushöhlung der Kupferelektrode, also im wesentlichen in denjenigen Gasen, die sich beim Lichtbogen bilden \*).
3. Es werden mehrere solcher Lichtbogen hintereinander geschaltet.

#### 108. Die technische Ausführung der Poulsengeneratoren<sup>96)</sup>.

a. Ein ausgeführter Poulsengenerator I. Art nach dem in Fig. 165 angegebenen Schema ist auf Fig. 179 S. 202 rechts in der älteren Ausführungsform abgebildet. Die wesentlichen Teile befinden sich in einem viereckigen Kasten, der „Flammenkammer“. Durch zwei einander gegenüberliegende Seiten gehen die beiden horizontal liegenden Elektroden: die Kohleelektrode wird durch einen kleinen Motor langsam gedreht, die Kupferelektrode durch fließendes Wasser (man sieht in Fig. 179 die Schlauchanschlüsse) gekühlt. Durch die beiden anderen vertikalen Seiten des rechteckigen Kastens treten die Eisenkerne der beiden Spulen, die das magnetische Gebläse herstellen (auf Fig. 179 sind diese beiden Spulen sehr gut rechts und links vom Kasten zu sehen).

Die moderne Konstruktion\*\*) des Poulsengenerators I. Art ist aus Fig. 167 a und b ersichtlich. Gegenüber der älteren Ausführungsform besitzt die moderne sehr viel stärkere und kräftige Elektromagnete und eine kräftige Luftkühlung der Flammenkammer, die zu diesem Zweck mit Metallrippen versehen ist.

Eine davon verschiedene Ausführungsform II. Art, die hauptsächlich für drahtlose Telephonie verwendet wird, ist in Fig. 168 schematisch dargestellt. Der Lichtbogen ist vertikal, die Kupferelektrode, die als Rippenkörper (R) ausgebildet ist, oben, die Kohle-

\*) Ähnlich wie bei den Spar-Bogenlampen.

\*\*) Die konstruktive Durchbildung der Poulsengeneratoren ist wohl das Verdienst der früheren Amalgumated Radiotelegraph Co. (besonders des Herrn Rausch von Trautenberg) und der Telephon- und Telegraphenwerke C. Lorenz A.G.



elektrode, die aus einem kurzen Stück Homogenkohle besteht, unten. Das Magnetfeld wird erzeugt durch eine einzige Spule  $S$  mit vertikalem Eisenkern  $E_1$ , der Verlauf der magnetischen Induktionslinien auf die geeignete Form gebracht durch einen Eisenring  $E_2$ , der sich

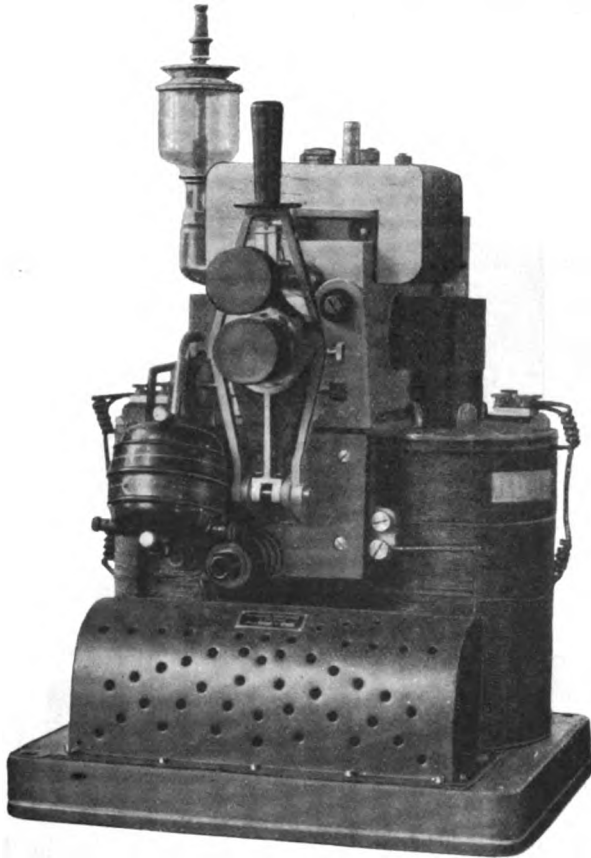


Fig. 167 a \*).

an der Kupferelektrode befindet. Das Magnetfeld bewirkt, daß der Lichtbogen langsam im Kreis herumläuft.

Wie diese Form des Poulsengenerators konstruktiv durchgebildet worden ist, geht aus den photographischen Abbildungen Fig 169 a und b hervor.

Bei der zweiten Form übt das Magnetfeld nicht nur dieselbe Wirkung aus wie bei der Form I. Art [vgl. 118b], sondern es wird dadurch auch noch erreicht, daß der Bogen immer an einer neuen

---

\*) Ich verdanke Fig. 167 a und b und 169 a und b der Firma C. Lorenz A.G.

Stelle der Elektrode übergeht; es wird also eine Drehung der Elektroden überflüssig. Der Nachteil ist aber der, daß man bei dieser Anordnung nicht dieselben magnetischen Feldstärken und nicht in derselben günstigen Weise verwenden kann wie bei der Anordnung mit transversalem Magnetfeld. Da dies aber von großem Einfluß

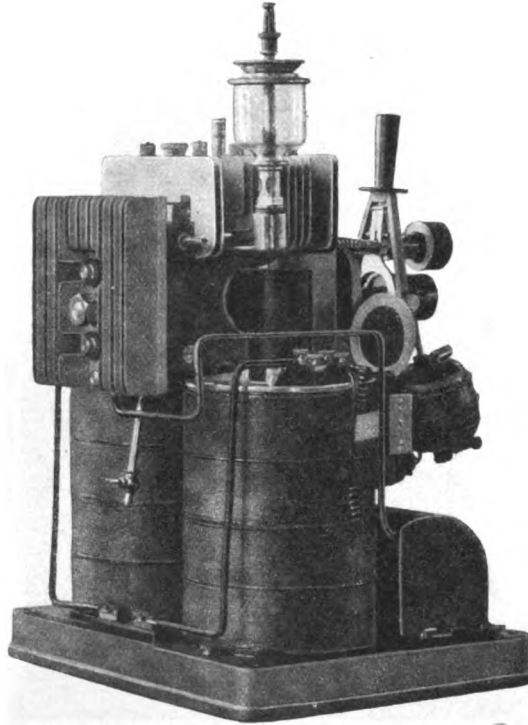


Fig. 167 b.

auf die Energie der Schwingungen ist [118b], so ist die Anordnung I. Art mit transversalem Magnetfeld überall da angezeigt, wo es sich um sehr große Entfernungen und damit um große Energiemengen handelt\*).

**b.** Die wasserstoffhaltige Atmosphäre wurde früher dadurch hergestellt, daß man durch den Kasten des Poulsengenerators

\*) Die für transatlantische Telegraphie bestimmte Station Knockree, die mit 10—15 KW Schwingungsenergie arbeitet, besitzt ein transversales Magnetfeld mit 10000 Kraftlinien pro Quadratzentimeter. — Die Station Cullercoats (5 KW) ist mit einem Poulsengenerator II. Art ausgestattet. — Die Energie, die man den Schwingungen entziehen kann, soll ungefähr 19 % der von der Gleichstrommaschine gelieferten Energie betragen\*\*).

einen Wasserstoffstrom hindurchleitete. Der Wasserstoff wurde entweder einer käuflichen Wasserstoffbombe entnommen oder in besonderen Apparaten aus Wasser und Calciumhydrür entwickelt.

Viel einfacher ist die Anordnung, die in neuerer Zeit wohl immer verwendet wird. Auf dem Kasten befindet sich ein kleines Gefäß von ähnlicher Gestalt wie die Ölschmiergefäße (vgl. Fig. 167, 179). Aus diesem Gefäß, das Alkohol enthält, tropft fortgesetzt etwas Alkohol in die Flammenkammer des Poulsengenerators und verdampft dort.

c. Für den primären Kondensatorkreis sind zwei Bedingungen wesentlich:

1. möglichst geringe Dämpfung,
2. verhältnismäßig geringe Kapazität und große Selbstinduktion.

Die erste Bedingung wird erfüllt, indem man der Strombahn möglichst geringen Ohm'schen Widerstand gibt, jede Entwicklung von Wirbelströmen vermeidet und auf Kondensatoren mit festem Isolationsmaterial wegen der dielektrischen Hysterese verzichtet. Tatsächlich benutzt man Luftkondensatoren oder Kondensatoren mit Paraffinöl als Dielektrikum. Die Verwendung dieser Kondensatoren bietet bei den ungedämpften Schwingungen viel weniger Schwierigkeit als bei den gedämpften: man arbeitet bei den ungedämpften Schwingungen mit viel geringerer Spannung (im allgemeinen höchstens einige tausend Volt) und viel geringerer Kapazität [vgl. 118c].

d. Als Antennen scheint Poulsen bei seinen Stationen solche mit großer Strahlungsdämpfung zu bevorzugen (sie haben zum Teil ähnliche Form wie die Doppelkegelantennen). Der Grund ist vermutlich der, daß durch das große Strahlungsvermögen der Antenne die — im Vergleich mit den gedämpften Schwingungen — geringe Größe der Stromamplitude kompensiert werden soll.

e. Die Koppelung zwischen Primärkreis und Antenne (Schaltung von Fig. 160) wird für die Station Knockroe als induktiv und lose angegeben. Gelegentlich wird aber, wie es scheint, auch mit sehr fester Koppelung gearbeitet.

In neuerer Zeit wird bei den Poulsenstationen die sog. „Schwungradschaltung“<sup>97)</sup> jedenfalls zum großen Teil angewandt: in den Luftleiter ist eine Spule von sehr großem Selbstinduktionskoeffizienten

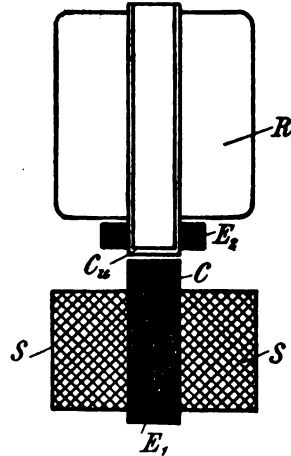


Fig. 168.

und parallel zu demselben ein Kondensator eingeschaltet (Fig. 170). Da der Selbstinduktionskoeffizient des Luftleiters gegenüber demjenigen der Spule nicht in Betracht kommt, so ist man berechtigt, die Anordnung Fig. 170 aufzufassen als einen Kondensatorkreis, dessen

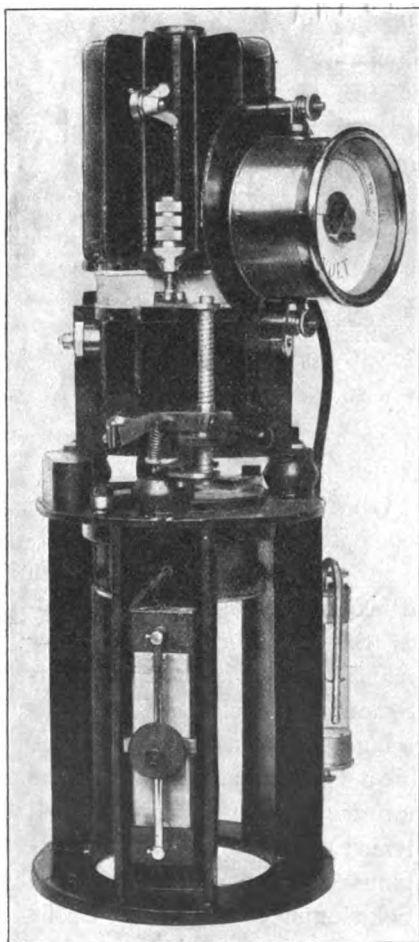


Fig. 169 a.

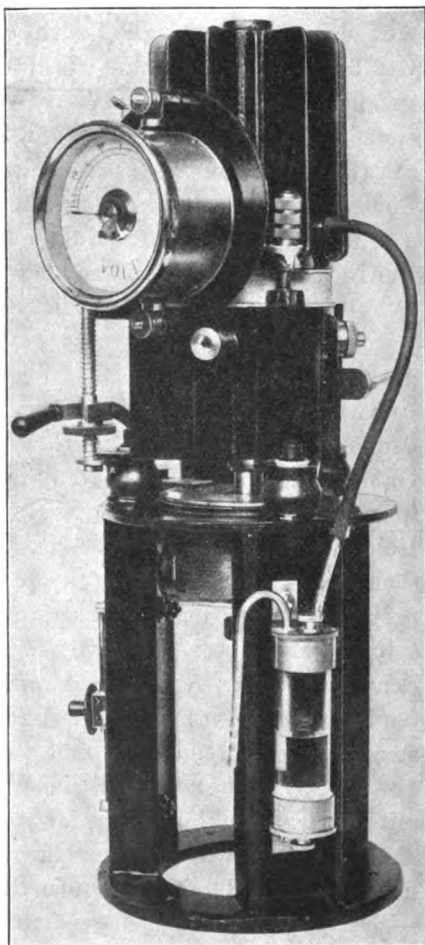


Fig. 169 b.

Selbstinduktionskoeffizient durch die Spule  $L$ , dessen Kapazität durch den Kondensator  $C$  und den ihm parallel geschalteten Kondensator Luftleiter-Erde gebildet wird. Die Frequenz dieses Systems ist viel niedriger als diejenige der Antenne allein.

Der Zweck dieser Schaltung ist außerdem, die Schwingungen regelmäßiger zu gestalten dadurch, daß die pro Periode umgesetzte

(vgl. 8c und 10a) Energie vergrößert wird: es ist eine Erfahrungstatsache, daß bei ungedämpften Schwingungen, die nach der Lichtbogenmethode erzeugt werden, die Regelmäßigkeit der Schwingungen umso größer wird, je größer die pro Periode umgesetzte Energie im Verhältnis zu der pro Periode verbrauchten ist.

Der Poulsengenerator kann unmittelbar in die Leitung A E (Fig. 170) oder in einen besonderen Kondensatorkreis eingeschaltet werden, der mit dem in Fig. 170 abgebildeten System induktiv oder direkt gekoppelt ist.

Ein für manche Zwecke (Militär) sehr hoch anzuschlagender Vorteil der ersten Anordnung ist der, daß die Wellenlänge der ausgesandten Wellen in sehr bequemer Weise (durch Änderung der Selbstinduktion  $L$  Fig. 170 oder des Kondensators  $C$ ) variiert werden kann.

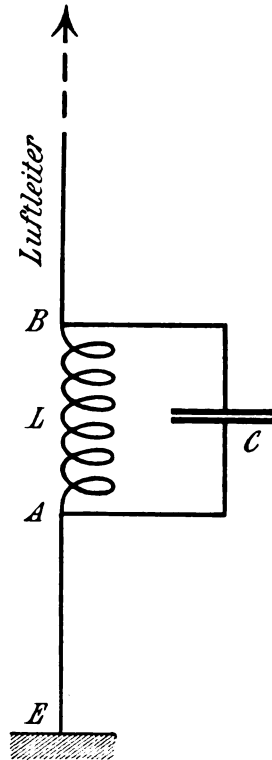


Fig. 170.

### 109. Die Anordnung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie<sup>9.5)</sup>.

a. Fig. 171 a gibt eine Ansicht einer Hochfrequenzlampe aus 6 Elementen; aus Fig. 171 b ist die Konstruktion der Lampen ersichtlich. Die Anode besteht aus einem Messingzylinder, der mit Wasser gefüllt und dessen Boden aus einem konkaven Kupferblech hergestellt ist. In der Aushöhlung befindet sich die Kathode, die durch ein kurzes, oben kugelförmig abgedrehtes Kohlestück (Homogenkohle) gebildet wird.

Jede Kohle C (Fig. 171 b) ist in einen Metallzylinder eingeschraubt, der auf einer Feder F sitzt. Auf diese Feder drückt von oben ein isoliertes Hämmerchen E; die Kohle wird dadurch in einem bestimmten Abstand von der Kupferelektrode gehalten. Man stellt die 6 Hämmerchen durch ihre Stellschrauben so ein, daß der Abstand sämtlicher Kohlen von ihren Kupferelektroden derselbe ist. Alle Hämmerchen sind auf eine gemeinsame Achse montiert, die durch einen Hebel H gedreht werden kann. Drückt man den Hebel H hinunter, so entfernen sich alle Hämmerchen E von den Federn F, die Kohlen werden durch diese Federn gegen die Kupferelektroden gedrückt und die Bogen zünden. Läßt man den Taster los, so werden die Kohlen von den Kupferelektroden um dieselbe Strecke entfernt; es entsteht in jeder Lampe ein Lichtbogen derselben Länge.

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

13

**b.** Die Anzahl der Elemente richtet sich nach der Spannung der Maschine: bei 220 Volt wird mit 6, bei 440 Volt mit 12, bei

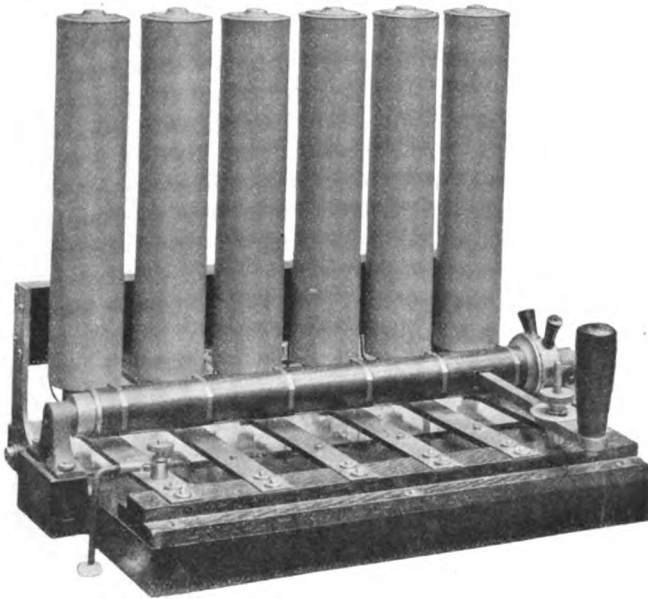


Fig. 171 a \*).

880 Volt mit 24 Elementen gearbeitet. Der Speisestrom beträgt etwa 4 bis 7 Ampere. Die Energie, welche den Schwingungen ent-

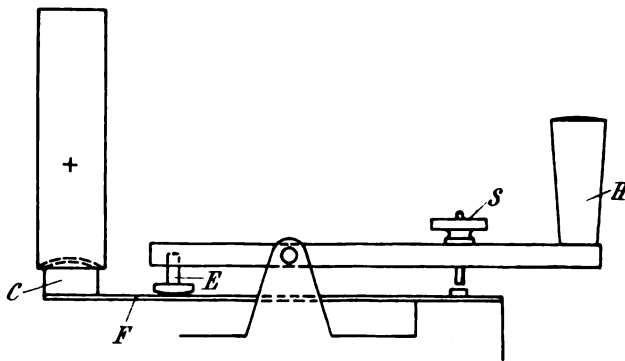


Fig. 171 b.

zogen werden kann, soll ungefähr 10 % der Gleichstromenergie betragen<sup>95)</sup>.

\*) Ich verdanke die photographische Abbildung 171 a und 177 der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie.

c. Beim Telegraphieren benutzt die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie jedenfalls zum Teil die einfache Anordnung von Fig. 172: die Hochfrequenzlampe ist in den Luftleiter eingeschaltet, so daß die Schwingungen der Antenne direkt, nicht wie bei der Anordnung Fig. 160, durch Vermittlung eines Kondensatorkreises, erregt werden.

### 110. Vorrichtungen zum Geben.

a. Bei der Telegraphie mit gedämpften Schwingungen genügt zum Aussenden der Telegramme ein Taster, durch welchen der Strom abwechselnd geschlossen und geöffnet wird. Bei den ungedämpften Schwingungen liegen die Verhältnisse nicht so einfach. Die Gründe dafür sind die folgenden:

1. Die Entfernung der Elektroden, die für die Erzeugung der Schwingungen am günstigsten ist, ist im allgemeinen größer, als daß die Spannung der Maschine ausreichte, um von selbst den Lichtbogen zu entzünden, wenn er auch nur während einiger Zehntelsekunden ausgegangen ist. Es genügt also zum Zünden nicht, einfach durch einen Taster die Speiseleitung zu schließen.

2. Man könnte dem in zweierlei Weise abhelfen. Man könnte durch geeignet geschaltete Kondensatoren, Selbstinduktionspulen, auch Transformatoren dafür sorgen, daß beim Schließen der Speiseleitung Überspannungen entstehen, welche den Bogen zum Zünden bringen. Oder man könnte den Taster so einrichten, daß beim Niederdrücken desselben die Elektroden ganz oder nahezu zur Berührung kommen.

Beide Anordnungen haben aber einen großen Mangel. Bei ungedämpften Schwingungen ist es verhältnismäßig schwierig, die Frequenz und Amplitude der Schwingungen konstant zu halten. Es ist deshalb von größter Wichtigkeit, diejenigen Verhältnisse, welche die Schwingungen beeinflussen, möglichst unverändert zu lassen. Wird also der Speisestrom fortgesetzt geöffnet und geschlossen, so ist es fast unmöglich, daß sich ein stationärer Zustand einstellt und die Schwingungen die nötige Konstanz erreichen.

Bei allen Vorrichtungen also, die zum Geben, d. h. dazu benutzt werden sollen, um abwechselungsweise die Wellen auszusenden und sie zu unterdrücken, ist dafür Sorge zu tragen, daß die Schwingungen des primären Kondensatorkreises (I Fig. 162) möglichst wenig beeinflusst werden.

b. In unvollkommenem Maße wird diese Bedingung durch die folgenden Anordnungen befriedigt.

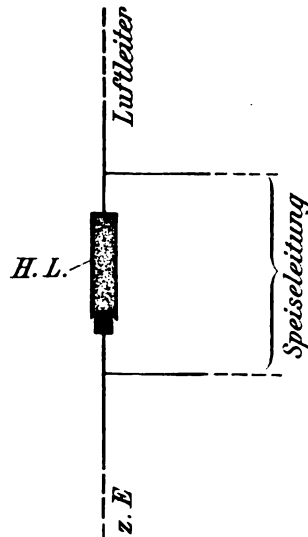


Fig. 172.

1. In der Speiseleitung wird durch einen Taster Widerstand aus- bzw. eingeschaltet und damit die Stärke des Speisestroms so geändert, daß er abwechselungsweise für das Zustandekommen der Schwingungen günstig bzw. ungünstig wird<sup>99)</sup>.

2. Die Entfernung der Elektroden wird geändert, so daß bald Schwingungen entstehen, bald nicht<sup>99)</sup>.

3. Die Wasserstoffzufuhr zum Lichtbogen (bei der Poulsen'schen Anordnung) wird durch einen mit der Hand betriebenen oder automatischen Taster abwechselungsweise abgeschnitten und geöffnet<sup>99)</sup>.

4. Parallel zum Bogen liegt außer dem Kondensatorkreis, welcher die Schwingungen für die Antenne liefert, ein zweiter Kondensatorkreis von nied-

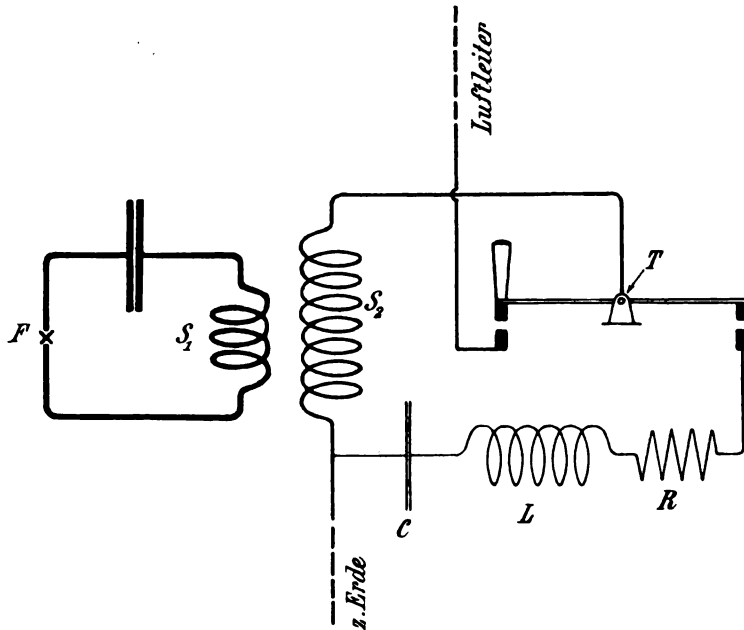


Fig. 173.

rigerer Frequenz, der durch den Taster geschlossen bzw. geöffnet werden kann. Wird er geschlossen, so soll er und nicht der mit dem Luftleiter gekoppelte Kondensatorkreis I in Schwingung\*) geraten, die Schwingungen des Luftleiters also aussetzen<sup>99)</sup>.

5. Durch den Taster wird der Luftleiter geschlossen bzw. unterbrochen, oder es wird durch den Taster Widerstand in den Luftleiter eingeschaltet bzw. aus ihm ausgeschaltet<sup>101)</sup>.

c. In sehr vollkommenem Maße wird dieser Bedingung genügt durch eine Anordnung von O. Pedersen<sup>101)</sup>, die schematisch in Fig. 173 dargestellt ist und, wie es scheint, bei den Stationen von Poulsen

\*) Allgemein ist das jedenfalls nicht richtig<sup>100)</sup>.



allgemein zur Verwendung kommt. Drückt man den Taster T nieder, so schließt man den Luftleiter. Läßt man ihn los, so induziert der Primärkreis I auf den geschlossenen Kondensatorkreis  $S_2 CLR$ , dessen Kapazität, Selbstinduktionskoeffizient und Dekrement denselben Betrag besitzen wie die entsprechenden Größen des Luftleiters. Für den Primärkreis bleiben also die Verhältnisse genau gleich, mag der Taster niedergedrückt oder losgelassen sein.

### III. Marconi's Sender für ungedämpfte Schwingungen <sup>102)</sup>.

Eine Anordnung zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen, bei denen ein Kohlenlichtbogen nicht zur Verwendung kommt, hat

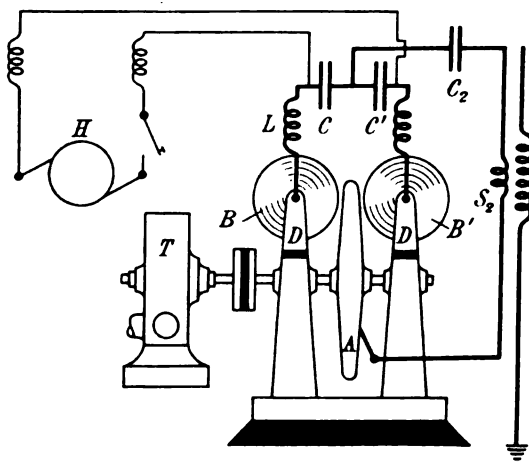


Fig. 174.

Marconi auf seinen transatlantischen Stationen (Clifden und Glace-Bay) verwendet. Sie ist in Fig. 174 abgebildet. H bezeichnet eine Hochspannungsgleichstrommaschine. B, B' und A sind Metallscheiben, die durch einen Motor in rasche Umdrehung\*) versetzt werden können. Der Abstand der Scheiben BA und der Scheiben B'A ist gleich und sehr klein. CC' sind gleiche Kondensatoren.

Nach der Auffassung von Marconi und auch von J. Erskine-Murray <sup>102)</sup> ist die Wirkungsweise dieser Anordnung ungefähr die folgende. Man kann sie vorerst ersetzen durch die übersichtlichere von Fig. 175, in welcher die Antenne weggelassen ist. Solange weder zwischen B und A noch zwischen B' und A ein Funke übergeht, ist der Kondensator  $C_2$  ungeladen, da D und A, demnach auch die Be-

\*) Für A wird eine Umfangsgeschwindigkeit von mehr als 100 m/sec. angegeben.

legungen  $C_2'$  und  $C_2''$  dieselbe Spannung haben. Nun möge die Spannung der Maschine gesteigert werden. Es wird dann schließlich zwischen B und A oder zwischen B' und A ein Funke übergehen. Nehmen wir an, es sei zwischen B und A der Fall. Dann wird durch den Funken hindurch der Kondensator  $C_2$  geladen und zwar so, daß die Ladung von  $C_2'$  positiv wird und ihre Spannung — wenn man vorerst die Spule  $S_2$  weggenommen denkt — bis zur Spannung des positiven Maschinenpols ansteigt. Ist die Ladung vollendet, so besitzt auch die Elektrode A die Spannung des positiven Maschinenpols und die Spannung zwischen A und B' wird nahezu gleich der vollen Maschinenspannung. Die Folge wird sein, daß sich nun zwischen A und B' ein Funke bildet, der Kondensator  $C_2$  sich entlädt und dann mit entgegengesetztem Vorzeichen wieder auflädt, so daß jetzt die Belegung  $C_2'$  negative Ladung besitzt. Ist das geschehen, so ist die Spannung zwischen A und B' sehr gering, diejenige zwischen A und B nahezu gleich der

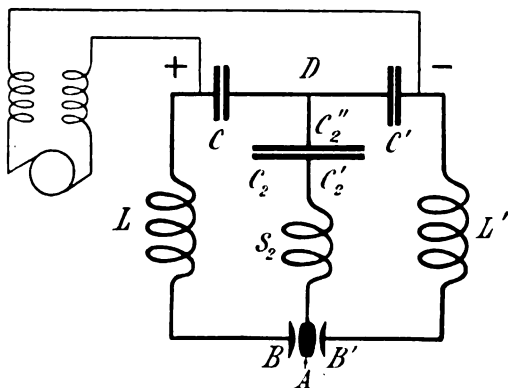


Fig. 175.

ganzen Maschinenspannung. Die Entladung des Kondensators erfolgt nun über einen Funken zwischen A und B,  $C_2'$  lädt sich wieder positiv u. s. f.

Der Vorgang ist tatsächlich wegen der in den Spulen induzierten EMK komplizierter, insbesondere wird, wie es scheint, die Spannungsamplitude zwischen den Belegungen des Kondensators  $C_2$  viel größer als die Maschinenspannung. Bestehen aber bleibt das Resultat, daß man auf diese Weise in der Leitung  $DC_2S_2A$  einen oszillatorischen Strom von gleichbleibender Amplitude bekommen kann.

Das Rotieren der Elektroden ist für die ganze Einrichtung wesentlich. Würden die Elektroden der Funkenstrecke fest sein, so würden die Funkenstrecken BA und B'A ionisiert bleiben. Infolge davon würde z. B., wenn die Belegung  $C_2'$  durch B'A sich negativ lädt, sofort eine Entladung über BA erfolgen, sobald zwischen A und B eine einigermaßen erhebliche Spannung entstanden ist. Der Kondensator  $C_2$  würde sich niemals zu beträchtlichen Spannungen aufladen, unter Umständen würde sich ein Flammenbogen bei BAB' bilden.

Über die technische Ausführung der Anlage von Marconi ist nur wenig bekannt geworden. Nach seinen Angaben beträgt die

Wellenlänge 12000 Fuß, der Kondensator\*) ist ein Luftkondensator von ungeheuren Dimensionen und einer Kapazität von 1,6 M.F., die Spannung, zu welcher der Kondensator\*) geladen wird, 80000 Volt.

### 112. Sender für drahtlose Telephonie <sup>103)</sup>.

Schon seit mehreren Jahren sind Versuche gemacht worden, die eine Übertragung der Sprache durch elektromagnetische Wellen be-

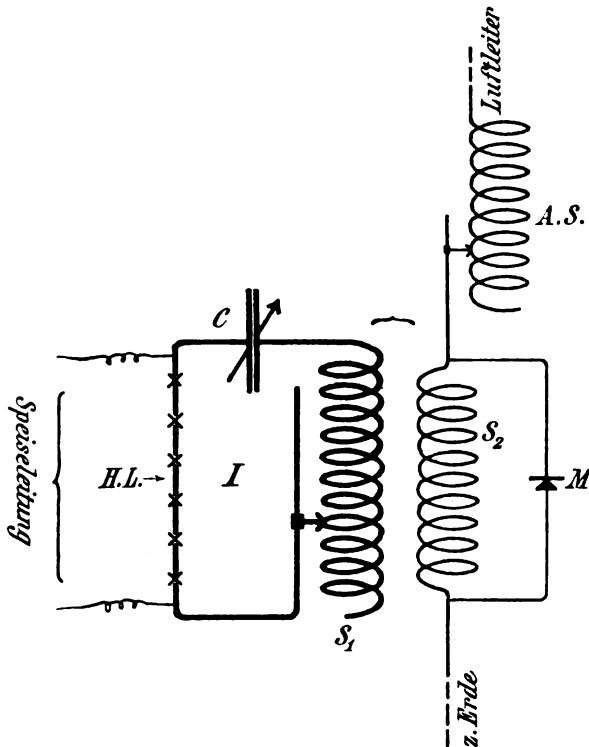


Fig. 176.

zweckten. Die Resultate dieser Versuche mußten so lange unbefriedigend bleiben, als man in der gewöhnlichen Weise mit gedämpften Schwingungen arbeitete, wobei die einzelnen Wellenzüge in großen Zwischenräumen aufeinander folgten. Auf der anderen Seite war klar, daß das Problem der drahtlosen Telephonie im Prinzip gelöst war, sobald es gelang, ungedämpfte Schwingungen von genügender Frequenz und Energie herzustellen.

a. Schon verhältnismäßig früh hat R. A. Fessenden <sup>104)</sup> versucht,

\*) Gemeint ist vermutlich C<sub>2</sub>.

diese ungedämpften Schwingungen und damit eine drahtlose Telephonie durch ein Hochfrequenzmaschine herzustellen. Sie gab eine Frequenz von ca. 80 000/sec. ( $\lambda = 3750$  m) bei 1 KW Leistung\*), er-

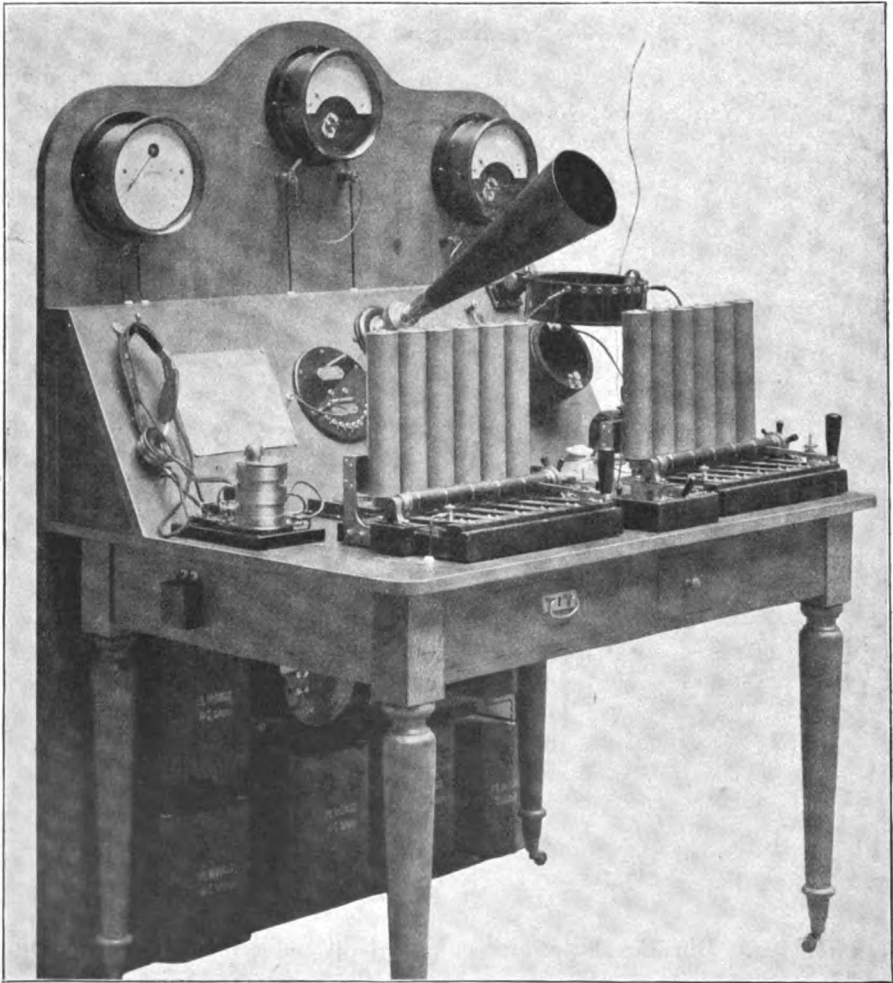


Fig. 177.

regte direkt die Schwingungen eines Kondensatorkreises ohne Funkenstrecke. Dieser induzierte auf die Antenne, in deren Erdleitung das Mikrophon eingeschaltet war. Wirkt auf das Mikrophon eine Luftschwingung, so wird im Tempo derselben der Widerstand des Mikro-

\*) Die neueste Maschine von Fessenden, die durch eine Dampfturbine betrieben wird, liefert  $2\frac{1}{2}$  KW bei einer Frequenz von 90 000/sec.

phons, dadurch die Dämpfung des Luftleiters und infolge davon die Amplitude der Schwingungen im Luftleiter und diejenige der ausgesandten Wellen geändert.

Die Versuche scheinen guten Erfolg gehabt zu haben: schon Ende 1904 garantierte die Gesellschaft Fessenden's, die General Electric Signalling Co., eine drahtlose telephonische Verständigung auf 25 englische Meilen (Angabe von Fessenden).

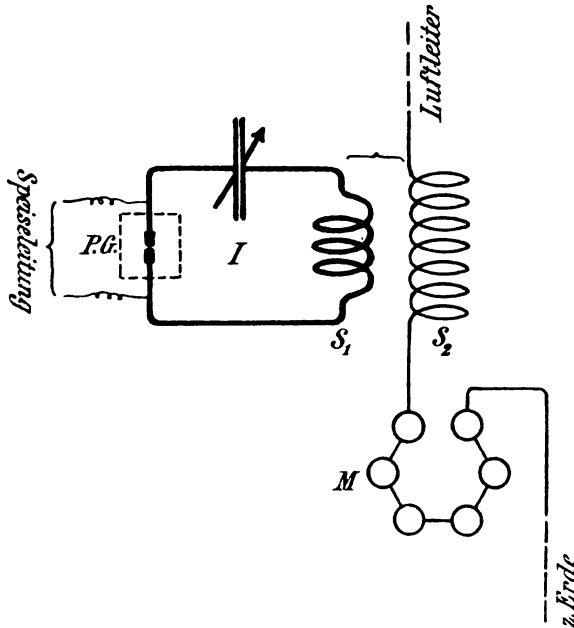


Fig. 178.

b. Nachdem es dann gelungen war, mit Hilfe des Lichtbogens in einfacher Weise ungedämpfte Schwingungen zu erzeugen, wurde dieses Verfahren sofort für die drahtlose Telephonie verwendet. Die Anordnungen sind wenig voneinander verschieden; ich gehe deshalb nur auf zwei näher ein.

1. Diejenige der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie<sup>105)</sup> ist schematisch in Fig. 176 dargestellt. Das System, in welchem durch die Hochfrequenzlampe HL [109] die ungedämpften Schwingungen erzeugt werden, ist der Kondensatorkreis I. Die Koppelung mit dem Luftleiter, der eine Abstimmspule AS enthält, ist induktiv. Parallel zur Sekundärspule  $S_2$  liegt das Mikrophon; je kleiner sein Widerstand ist, um so kleiner wird die Amplitude der Schwingungen im Luftleiter.

Die technische Ausführung ist aus Fig. 177 zu sehen für den Fall, daß mit 440 Volt und demnach mit einer Hochfrequenzlampe von 12 Elementen (bezw. mit 2 à 6 Elementen) gearbeitet wird. Das Mikrophon befindet sich im Grunde des Schalltrichters, links davon und etwas weiter unten die zum Stöpseln eingerichtete Abstimmspule. Rechts vom Mikrophon und etwa in derselben Höhe wie dasselbe sind die beiden Transformatorspulen ( $S_1$ ,  $S_2$ , Fig. 176) zu sehen.

2. Von der Poulsen'schen Anordnung\*)<sup>105)</sup> gibt Fig. 178\*\*) eine ganz schematische Übersicht. Der Primärkreis enthält den Poulsen-

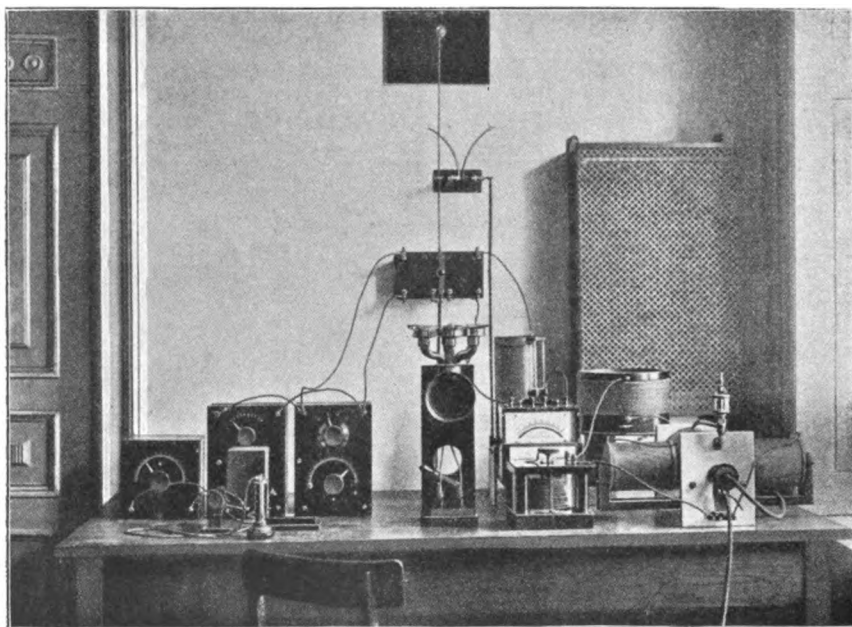


Fig. 179.

generator PG [108], in die Antenne sind mehrere Mikrophone hintereinander eingeschaltet. Der Vorteil mehrerer hintereinander geschalteter Mikrophone ist der, daß bei derselben Tonstärke die prozentische Änderung, welche die Gesamtdämpfung des Luftleiters und damit die Amplitude der Schwingungen infolge der Widerstandsänderung in den Mikrophonen erleidet, größer wird als bei der Verwendung eines einzigen Mikrophons.

In der Abbildung Fig. 179, die eine ältere ausgeführte Poulsenstation für drahtlose Telephonie darstellt, befindet sich der Poulsengenerator mit kräftigen Magnetspulen rechts vorn, links davon der variable Kondensator. Im Hintergrunde

\*) Ganz ähnlich ist die Anordnung von de Forest.

\*\*) Aus dem Jahrbuch für drahtlose Telegraphie 1, 426. 1908.

sind die Primär- und Sekundärspule (letztere mit Schleifkontakt) zu sehen. Die Mikrophone befinden sich in der Mitte des Bildes. Bei den neuen Stationen von Poulsen bzw. der Firma C. Lorenz wird als Generator der in Fig. 169 abgebildete verwendet.

c. Auch die in § 1 näher beschriebenen schwach gedämpften, durch Stoßwirkung erregten Schwingungen, deren einzelne Entladungen sehr rasch aufeinander folgen, können für die drahtlose Telephonie verwendet werden. Versuche liegen vor mit der Anordnung von Fessenden, teils von ihm selbst, teils von L. W. Austin <sup>89)</sup>. Letzterer hebt besonders hervor, daß störende Nebengeräusche durchaus fehlten. Auch v. Lepel hat nach seinen Angaben seine Anordnung mit Erfolg für drahtlose Telephonie benutzt.

d. Für die Stärke des Tons im Empfangstelephon kommt es an auf die prozentische Änderung, welche die Amplitude der ausgesandten Wellen durch die Wirkung des Mikrophons erleidet. Es scheint, daß diese Änderung bis zu einem gewissen Grade umso größer ausfällt, je größer der Wert der Amplitude ist\*). Einer Steigerung der Wirkung auf diesem Wege steht aber entgegen, daß die üblichen Mikrophone nur verhältnismäßig wenig Strom vertragen. Fessenden hat deshalb ein Telephonrelais konstruiert, das die Verwendung eines Stromes von 15 Ampere zulassen soll <sup>105a)</sup>.

### § 3. Die Vorgänge\*\*) bei der Lichtbogenmethode.

#### 113. Die Charakteristik des Lichtbogens.

Unter der Charakteristik des Lichtbogens (oder eines anderen vom Strom durchflossenen Leiters) versteht man eine Kurve, deren Abszissen dem Strom durch den Bogen, deren Ordinaten der Spannung zwischen den Elektroden des Bogens proportional sind.

##### a. Experimentelle Darstellung.

Die Charakteristik für Gleichstrom (sog. „statische Charakteristik“) erhält man einfach, indem man den Strom mit einem Strommesser, die Spannung zwischen den Elektroden des Lichtbogens mit einem Spannungsmesser mißt und dann die zusammengehörigen Werte von Strom und Spannung in einer Kurve aufträgt.

\*) Ähnlich wie man auch bei der gewöhnlichen Verwendung des Mikrophons die Lautstärke im Telephon bis zu einem gewissen Grade steigern kann dadurch, daß man die Stärke des Mikrophongleichstroms erhöht.

\*\*) Die Aufklärung dieser Vorgänge ist in erster Linie das Verdienst von W. Duddell, A. Blondel, H. Th. Simon, H. Barkhausen <sup>106)</sup>.

Ist der Strom der Zeit nach veränderlich, z. B. ein Wechselstrom, so bietet ein Hilfsmittel zur Darstellung der Charakteristik die Braun'sche Röhre in der Schaltung Fig. 180\*). Die Kurve, welche der Fleck auf dem Schirm der Braun'schen Röhre durchläuft, ist die Charakteristik für den betreffenden variablen Strom („dynamische Charakteristik“).

b. Die statische Charakteristik des Lichtbogens<sup>107)</sup>.

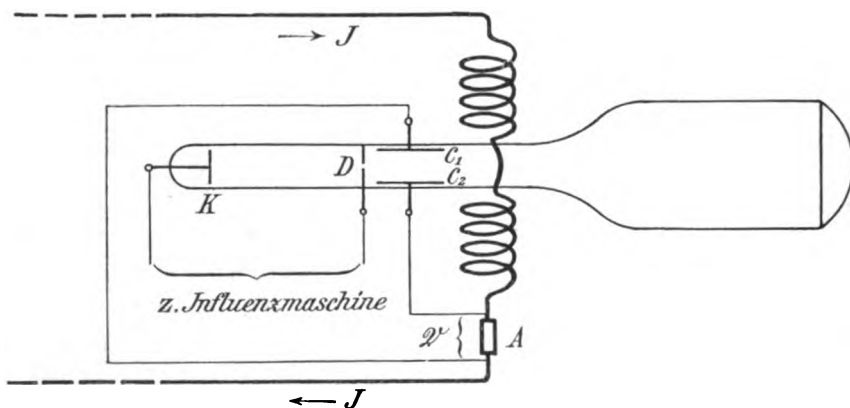


Fig. 180.

Es war in 11 angegeben worden, daß für Gleichstrom innerhalb gewisser Grenzen die Spannung  $\mathscr{U}$  am Lichtbogen zu dem Strom  $J$  durch denselben in der Beziehung steht

$$\mathscr{U} = a + \frac{b}{J}$$

( $a$  und  $b$  Konstante). Die Charakteristik ist also eine gleichseitige Hyperbel (Fig. 181). Man nennt eine solche Charakteristik eine „fallende“, da einer Zunahme des Stroms ein Abfall der Spannung entspricht.

Für sehr große Stromstärken ist merklich

$$\mathscr{U} = \text{konst.} = a.$$

Für sehr kleine Stromstärken stimmt die Beziehung nicht, insbesondere wird für  $J = 0$  nicht  $\mathscr{U} = \infty$ , sondern es wird

$$\mathscr{U} = \mathscr{U}_z,$$

d. h. gleich der Entladungs- oder Zündspannung, demjenigen Wert, der zum Durchschlagen der Gasstrecke zwischen den beiden

\*)  $C_1$   $C_2$  sind kleine Platten zur elektrischen Ablenkung der Kathodenstrahlen;  $A$  ist der Leiter, dessen Charakteristik zur Darstellung kommen soll.



Elektroden nötig ist. Nach 41 hängt diese Zündspannung von der Form und Entfernung der Elektroden und von der Beschaffenheit des Gases ab. Sie ist außerordentlich viel größer als die Spannung, die zwischen den Elektroden des Lichtbogens besteht, während derselbe einigermaßen kräftig brennt\*).

c. Die dynamische Charakteristik für Wechselstrom ist von der Form der stark ausgezogenen Kurve von Fig. 182. Wesentlich daran sind zwei Punkte:

1. Der Wert der Spannung, der einer gewissen Stromstärke bei steigendem Strom entspricht, ist nicht identisch mit dem Wert, den

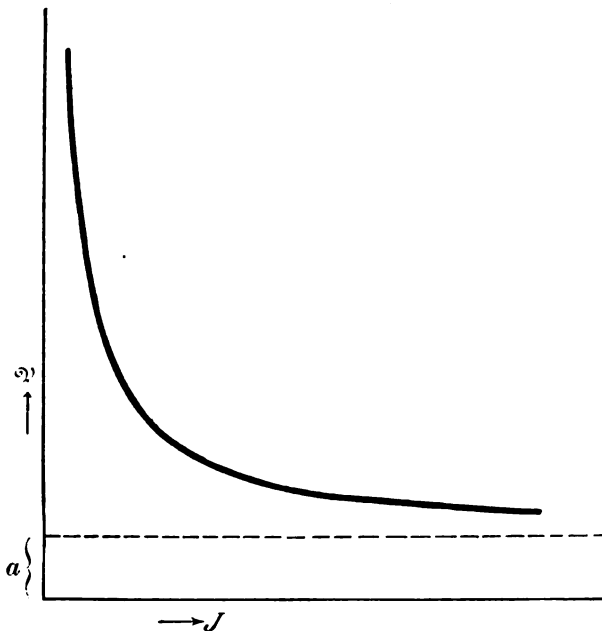


Fig. 181.

die Spannung für dieselbe Stromstärke bei abfallendem Strom besitzt. Außerdem ist der Strom und die Spannung in der Phase verschoben: in dem Moment, in welchem der Strom im Maximum ist, ist es nicht auch die Spannung\*\*).

\*) Beträgt der Abstand der Bogenlampenkohlen  $\frac{1}{2}$  mm, so ist  $\mathcal{Q}'_z$  im allgemeinen größer als 10000 Volt, die Spannung, während der Lichtbogen brennt, von der Größenordnung 50 Volt.

\*\*) Da diese Verhältnisse sehr ähnlich sind den Beziehungen, die zwischen magnetischer Induktion und magnetischer Feldstärke in Eisenkörpern bestehen, so hat H. Th. Simon diese Erscheinung als „*Lichtbogenhysteresis*“ bezeichnet.

2. Die Zündspannung  $\mathcal{U}_z$  ist verhältnismäßig sehr klein. Das rührt davon her, daß auch nach dem Aufhören des Stroms die Gasstrecke ionisiert bleibt. Die Gründe dafür liegen einmal in der Tatsache, daß ein ionisiertes Gas immer eine gewisse Zeit braucht, bis die Ionisation verschwunden ist, und dann hauptsächlich darin, daß

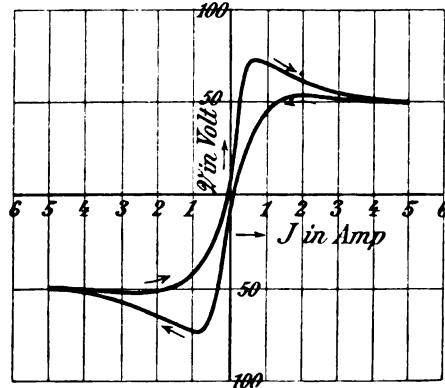


Fig. 182.

aus den Elektroden, besonders der Anode, solange sie glühend bleiben, Elektronen austreten, welche die Leitung des Stroms übernehmen und auch das Gas immer wieder ionisieren.

#### 114. Die Schwingungen I. Art: $J_{10} < J_0$ .

Für das folgende sei die Anordnung von Fig. 183 vorausgesetzt. Der Widerstand  $R_0$  und Selbstinduktionskoeffizient  $L_0$  in der Speiseleitung sollen vorerst als so groß angenommen werden, daß weder der Strom im Kondensatorkreis CLR noch die Verhältnisse im Lichtbogen auf die Stärke des Speisestroms  $J_0$  einen merklichen Einfluß haben, der Speisestrom  $J_0$  demnach als ein konstanter Strom aufgefaßt werden kann.

Die Stromkurve\*) ist in diesem Fall bei Schwingungen I. Art von der Form der stark ausgezogenen Kurve in Fig. 184. Man erhält also im Kondensatorkreis bei den Schwingungen I. Art einen ungedämpften, nahezu sinusförmigen Wechselstrom. Die Spannung am Lichtbogen ist nicht sinusförmig, die Spannungskurve besitzt vielmehr ungefähr die Gestalt der Kurve  $\mathcal{U}$  in Fig. 192.

\*) Links sind als Ordinaten die Werte von  $J_1$ , rechts diejenigen von  $J$  aufgetragen.

Die Charakteristik des Lichtbogens bei diesen Schwingungen ist\*) von der Form der stark ausgezogenen Kurve von Fig. 185.

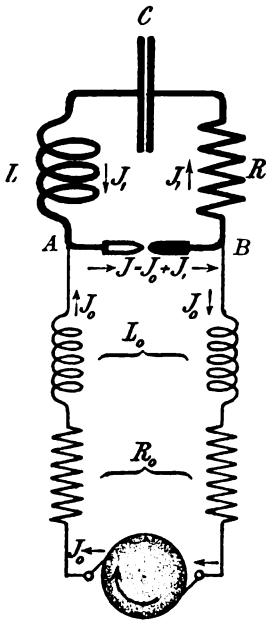


Fig. 183.

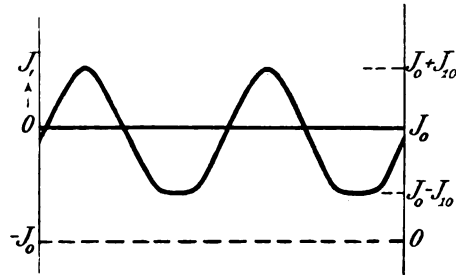


Fig. 184.

Die Werte des Speisestroms  $J_0$  und der ihm\*\*) entsprechenden Gleichstromspannung  $\mathcal{U}_0$  sind durch starke gestrichelte Linien markiert,

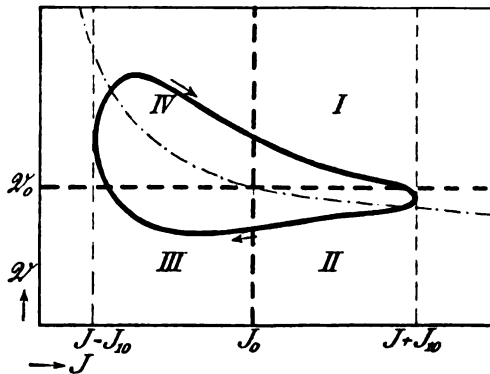


Fig. 185.

die vier Quadranten, in welche die Ebene durch diese Linien zerlegt wird, mit I, II, III, IV bezeichnet. Nicht nur im Fall der Schwin-

\*) Bei Homogenkohlen und langsamen Schwingungen.

\*\*) In der statischen Charakteristik.

gungen I. Art, sondern in allen Fällen, wo ein Gleichstrom und ein Wechselstrom sich überlagern, gilt der Satz: Solange die Charakteristik in den Quadranten II und IV verläuft, wird dem Wechselstrom Energie zugeführt; während die Charakteristik in den beiden anderen Quadranten verläuft, wird ihm Energie entzogen. Über die Größe der zugeführten oder entzogenen Energie gibt das Diagramm keinen Aufschluß.

**115. Die Schwingungen II. Art:  $J_{10} > J_0$ ; keine Rückzündung vorhanden.**

Sobald die Amplitude  $J_{10}$  von  $J_1$  größer wird als der Speisestrom  $J_0$ , muß in derjenigen Halbperiode, während welcher das

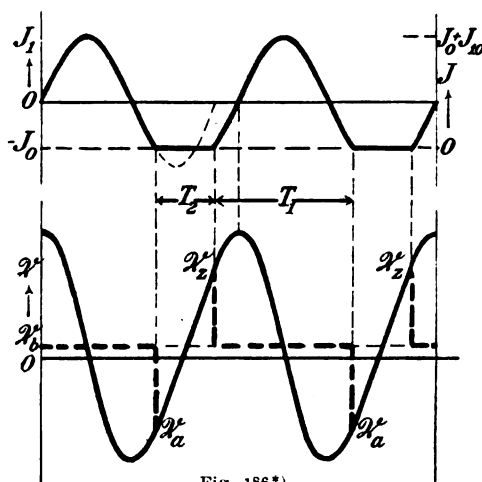


Fig. 186 \*).

Vorzeichen von  $J_1$  in der Leitung AB entgegengesetzt demjenigen von  $J_0$  ist, der Fall eintreten, daß der Strom  $J = J_1 + J_0$  in der Leitung AB (Fig. 183) = 0 wird. Infolge davon erlischt der Lichtbogen; er setzt erst wieder ein, wenn die Spannung  $\mathcal{U}$  zwischen den Elektroden des Lichtbogens den Wert der Zündspannung  $\mathcal{U}_z$  erreicht hat.

a. In den Fig. 186, 187 und 188 \*\*) ist eine Reihe schematischer Fälle dargestellt unter der Annahme, daß das Zünden plötzlich erfolgt, ferner daß die Spannung am Lichtbogen während des Brennens konstant =  $\mathcal{U}_b$  ist. Fig. 186 bezieht sich auf den Fall, daß die

\*) Die Fig. 186, 187, 188, 189, 190, 193 sind nach Figuren von H. Barkhausen <sup>106C)</sup> angefertigt.

\*\*) In diesen Figuren bezieht sich die ausgezogene Spannungskurve auf die Spannung zwischen den Kondensatorbelegungen, die stark gestrichelte auf die Spannung am Lichtbogen.

Stromamplitude  $J_{10}$  im Kondensatorkreis nur wenig größer ist als der Speisestrom  $J_0$ , Fig. 187 auf den Fall, daß  $J_{10}$  bedeutend größer ist als der Speisestrom. In beiden Fällen ist angenommen, daß die

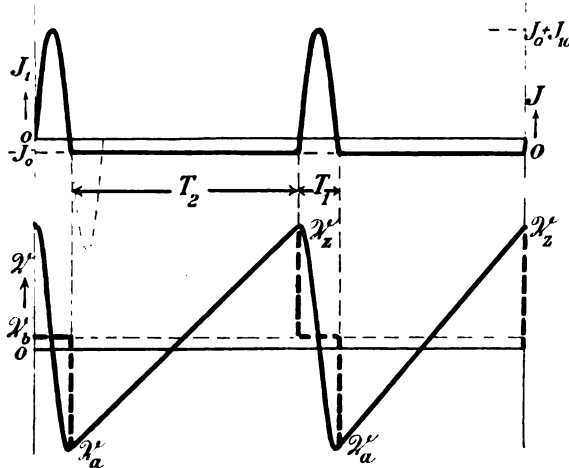


Fig. 187.

Dämpfung der Eigenschwingungen des Kondensatorkreises I unmerklich ist ( $R$  sehr klein). Wie die Verhältnisse sich ändern würden,

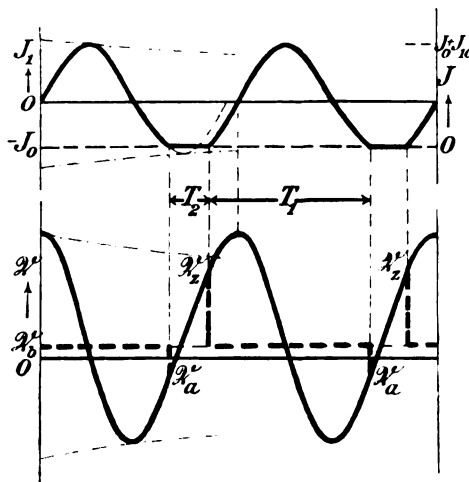


Fig. 188.

wenn die Dämpfung der Eigenschwingungen größer wäre, stellt Fig. 188 dar, für die im übrigen dieselben Voraussetzungen gelten wie für Fig. 186.

Man hat in jeder Periode  $T$  zwei verschiedene Teile zu unterscheiden: den Zeitraum  $T_1$ , während dessen der Lichtbogen brennt ( $J$  von Null verschieden ist), und den Zeitraum  $T_2$ , während dessen der Lichtbogen erloschen, der Strom  $J = 0$  ist.

Im ersten Zeitraum  $T_1$  ist die Kurve des Stroms  $J_1$  im Kondensatorkreis ein Stück einer Sinuskurve\*), der Strom also ein gewöhnlicher Wechselstrom. Während des zweiten Zeitraums  $T_2$  ist der Strom ein Gleichstrom  $J_1 = -J_0$ . Dem entspricht der Verlauf der Spannung  $\mathcal{U}_c$  zwischen den Kondensatorbelegungen: er ist während des Zeitraums  $T_1$  ein oszillatorischer, während des Zeitraums  $T_2$  steigt die Spannung vom Werte  $\mathcal{U}_a$  zum Werte  $\mathcal{U}_z$  geradlinig an\*\*).

Die Spannung  $\mathcal{U}$  am Lichtbogen fällt von dem Wert  $\mathcal{U}_z$ , den sie im Moment des Zündens hat, auf den Wert  $\mathcal{U}_b$ , den sie während

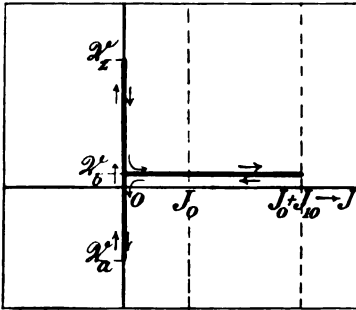


Fig. 189.

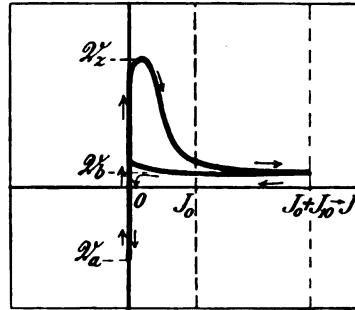


Fig. 190.

des Brennens besitzt, plötzlich ab und bleibt dann während des ganzen Zeitraums  $T_1$  konstant. Im Zeitraum  $T_2$ , in dem der Lichtbogen erloschen ist, also kein Strom durch den Lichtbogen hindurchgeht, ist die Spannung  $\mathcal{U}$  merklich identisch mit  $\mathcal{U}_c$ ; nur bei verhältnismäßig großem Widerstand  $R$  und dadurch hervorgerufener großer Dämpfung unterscheidet sie sich etwas von  $\mathcal{U}_c$ .

b. Den Annahmen, unter denen die Fig. 186, 187 und 188 gezeichnet wurden, würde für den Lichtbogen eine Charakteristik der Form Fig. 189 entsprechen. Die Charakteristiken, die man tatsächlich beobachtet, sind dagegen von der Form der Fig. 190. Daraus

\*) Mit abfallender Amplitude, wenn Dämpfung vorhanden ist.

\*\*) In dem angenommenen Fall:  $J_0 = \text{konst.}$  Der Verlauf der Ladungskurve hängt von der Kapazität des Kondensators, dem Widerstand  $R_0$  und dem Selbstinduktionskoeffizienten  $L_0$  ab (Spannung der Maschine als konstant angenommen). Ist  $L_0$  sehr groß, so ist die Ladungskurve merklich eine Gerade; ist  $R_0$  sehr groß,  $L_0$  sehr klein, so ist es ein Stück einer Exponentialkurve.

folgt: die Annahmen, die in **a** gemacht worden waren, treffen nicht vollkommen zu. Die Zündung erfolgt nicht plötzlich, die Spannung fällt nicht plötzlich vom Werte der Zündspannung  $\mathcal{U}_z$  auf den Wert  $\mathcal{U}_b$  ab und dann bleibt sie auch während der Bogen brennt, nicht völlig konstant, sondern steigt unmittelbar vor dem Verlöschen wieder etwas an. Der Verlauf der Spannung muß also ungefähr so sein, wie es

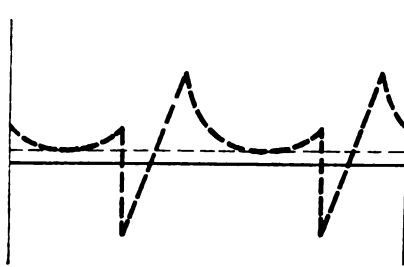


Fig. 191.

die Spannungskurve Fig. 191 zeigt. Sie deckt sich gut mit der tatsächlich beobachteten Kurve von Fig. 192.

In noch einem weiteren Punkt weichen die tatsächlichen Verhältnisse ab von den in **a** gemachten Voraussetzungen. Unter diesen

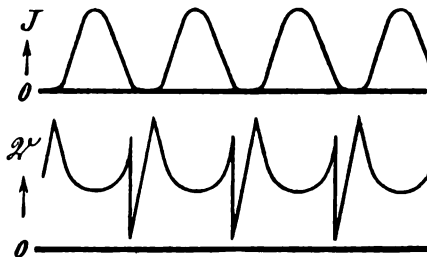


Fig. 192\*).

Voraussetzungen konnte die Spannung  $\mathcal{U}_c$  zwischen den Belegungen des Kondensators jedenfalls nicht höher ansteigen als die Spannung zwischen den Polen der Maschine. Tatsächlich steigt sie unter Umständen sehr viel höher an.

Daß etwas Derartiges möglich ist, übersieht man, wenn man bedenkt, daß eine Änderung von  $J_0$  — die bisher gemachte Annahme der Konstanz von  $J_0$  trifft tatsächlich nicht genau zu — infolge der Selbstinduktion  $L_0$  Überspannungen geben kann, die ein höheres Ansteigen der Spannung auch an den Belegungen der Kapazität zur Folge haben. Ob das immer der einzige Grund ist, soll hier nicht näher untersucht werden.

\*) Nach A. Blondel<sup>106A)</sup>.

### 116. Schwingungen III. Art: $J_{10} > J_0$ ; Rückzündung vorhanden.

Die Fig. 188 zeigt, daß in dem Moment, in welchem der Lichtbogen erlischt, die Spannung am Lichtbogen von dem normalen Wert  $\mathcal{U}_b$  zu dem Wert  $\mathcal{U}_a$  springt.

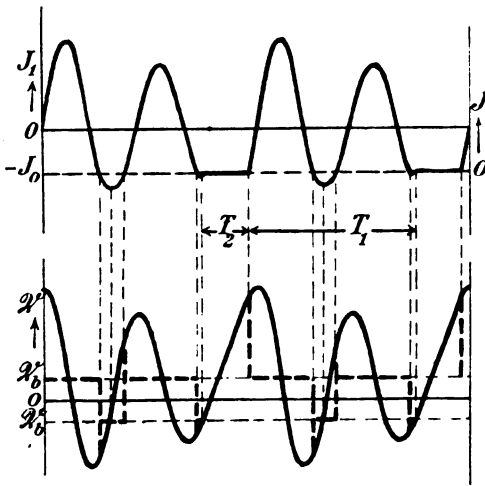


Fig. 193.

Dieser Wert  $\mathcal{U}_a$  ist nicht so groß wie die Zündspannung  $\mathcal{U}_z$ , d. h. diejenige Spannung, die nach dem Verlauf des Zeitraums  $T_2$  nötig ist, um den Bogen zu zünden. Unter Umständen kann sogar unmittelbar nach dem Erlöschen des Bogens das Gas zwischen den Elektroden noch derartig ionisiert sein, daß eine viel kleinere Spannung, z. B. eben  $\mathcal{U}_a$  genügt, um den Bogen sofort wieder zu entzünden („Rückzündung“).

Ist das der Fall, so dauert die oscillatorische Entladung des Kondensatorkreises fort, bis schließlich die Spannung  $\mathcal{U}_a$  zu klein

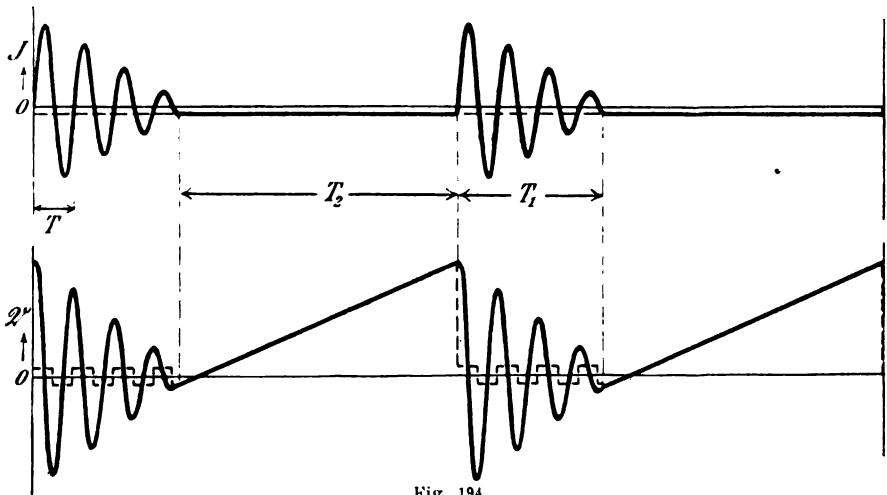


Fig. 194.

wird und der Lichtbogen ausgeht. Man erhält also Schwingungen der Form Fig. 193 oder Fig. 194: diese letztere Form stellt im wesentlichen schnell aufeinander folgende Eigenschwingungen des



Kondensatorkreises dar. Es ist nichts anderes als diejenige Schwingungsform, deren praktische Verwendung in § 1 schon besprochen wurde\*).

### 117. Energieverhältnisse.

#### a. Schwingungen I. Art.

Die Erfahrung zeigt, daß man diese Schwingungen nicht mit großer Energie erzeugen kann, und zwar umsoweniger, je höher die Frequenz der Schwingungen ist.

#### b. Schwingungen II. Art.

Unter denselben Annahmen, die der schematischen Fig. 188 zu Grunde liegen ( $J_0 = \text{konst.}$ ,  $\mathscr{V}$  während des Brennens konstant  $= \mathscr{V}_b$ ), folgt für die Energie, welche der Schwingung während einer Periode durch den Gleichstrom zugeführt wird und deshalb der Schwingung höchstens wieder entzogen werden kann, daß sie annähernd

$$= \frac{1}{2} \mathfrak{C} (\mathscr{V}_z - \mathscr{V}_b)^2 \left( 1 - e^{-\frac{\mathfrak{R}}{2\mathfrak{L}} \cdot T_1} \right)$$

ist ( $\mathfrak{C}$ ,  $\mathfrak{R}$ ,  $\mathfrak{L} =$  Kapazität, Widerstand, Selbstinduktionskoeffizient des Kondensatorkreises). Bei konstantem  $\mathfrak{R}$  und  $\mathfrak{L}$  und konstantem  $\mathscr{V}_b$  wächst die Energie also sehr rasch mit einer Vergrößerung der Zündspannung.

#### c. Schwingungen III. Art.

Bei der reinen Form dieser Schwingungen (Fig. 194) handelt es sich im wesentlichen um die Eigenschwingungen des Kondensatorkreises. Die Energie, die bei einer Entladung umgesetzt wird, ist annähernd

$$= \frac{1}{2} \mathfrak{C} \mathscr{V}_z^2 [8b];$$

dabei kann unter Umständen die höchste Spannung  $\mathscr{V}_z$ , welche der Kondensator bekommt, höher liegen als die Spannung der Maschine (vgl. 115 b). Die Energie, die pro Sekunde in den Schwingungen verbraucht wird, ist

$$= \zeta \cdot \frac{1}{2} \mathfrak{C} \mathscr{V}_z^2,$$

---

\*) Auch die in Kapitel I besprochenen Eigenschwingungen eines Kondensatorkreises sind nicht wesentlich verschieden von den hier beschriebenen. Der Unterschied ist nur der, daß der Speisestrom dort nicht annähernd konstant, sondern selbst sehr stark mit der Zeit veränderlich ist, da er durch einen Funkeninduktor oder Wechselstromtransformator geliefert wird.

wenn  $\zeta$  die Entladungszahl bedeutet. Diese hängt ab von der Geschwindigkeit, mit welcher sich der Kondensator wieder lädt, nachdem er entladen war: sie ist bei vorgegebener Kapazität umso größer, je größer der Speisestrom  $J_0$  ist.

### 117a. Die Frequenz der Schwingungen.

a. Bei den Schwingungen I. Art ist die Frequenz bestimmt einerseits durch den Selbstinduktionskoeffizienten und die Kapazität des Kondensatorkreises, andererseits durch die Charakteristik des Bogens. Die Frequenz ist stets etwas kleiner als diejenige, welche sich für die Eigenschwingungen des Kondensatorkreises aus dem Selbstinduktionskoeffizienten und der Kapazität nach der Thomson'schen Formel ergibt, weicht aber nie viel davon ab.

b. Bei den Schwingungen II. Art setzt sich die Periode  $T$  zusammen aus zwei Teilen  $T_1$  und  $T_2$ . Die Länge des ersten Zeitraums  $T_1$  bestimmt sich in erster Linie durch die Periode der Eigenschwingungen des Kondensatorkreises und das Verhältnis  $J_{10} : J_0$ , in zweiter Linie durch die Dämpfung der Eigenschwingungen (vgl. Fig. 186 und 188). Der zweite Zeitraum  $T_2$  ist die Zeit, welche zwischen dem Auslöschen und dem Zünden des Bogens verstreicht. Die Periode der Schwingung  $T = T_1 + T_2$  ist also nicht mehr annähernd durch die Thomson'sche Formel gegeben, sie hängt noch ganz wesentlich von der Geschwindigkeit, mit welcher der Kondensator geladen wird, also von den Verhältnissen in der Speiseleitung ab.

Von praktischer Wichtigkeit ist besonders der Umstand, daß außer der Amplitude die Länge der Periode und damit die Frequenz sich ändert, sobald die Zündung des Bogens nicht genau bei derselben Spannung eintritt. Das ist im allgemeinen der Fall, sobald an den Elektroden des Lichtbogens die geringste Änderung vor sich geht. Wie groß die Änderung von  $T_2$  ausfällt, hängt wesentlich davon ab, in welcher Weise die Zündspannung nach dem Auslöschen des Lichtbogens anwächst und in welcher Weise die Spannung  $\mathfrak{U}$  zwischen den Elektroden ansteigt\*).

\*) In den Punkten, in denen die  $\mathfrak{U}$ -Kurve (Fig. 186 ff.) die „Zündcharakteristik“ (Abszissen  $\propto$  der Zeit, Ordinaten  $\propto \mathfrak{U}_2$ ) schneidet, muß die  $\mathfrak{U}$ -Kurve sehr viel steiler verlaufen als die Zündcharakteristik, damit die Zündung immer prompt erfolgt. — Die Zündcharakteristik verläuft umso steiler, so schneller die Ionisation des Gases verschwindet.

c. Für die reinen Schwingungen III. Art\*) (Fig. 194) gilt merklich dasselbe wie für die Eigenschwingungen von Kondensatorkreisen, die durch einen Funkeninduktor oder etwas Ähnliches hervorgerufen werden [Kapitel I]. Der Einfluß des Bogens auf die Periode\*\*) ist unmerklich, die Frequenz demnach konstant und durch die Kapazität und den Selbstinduktionskoeffizienten nach der Thomson'schen Formel bestimmt.

### 118. Praktische Folgerungen\*\*\*) für die Schwingungen II. Art (Ungedämpfte Schwingungen).

Die Schwingungen I. Art kommen wegen ihrer geringen Energie praktisch kaum in Betracht. Für die drahtlose Telegraphie mit ungedämpften Schwingungen werden nur die Schwingungen II. Art verwendet.

Für die praktische Verwendung ist es wichtig, daß den Schwingungen möglichst große Energie zugeführt†) wird und daß die Frequenz möglichst konstant bleibt.

a. Das Bedürfnis großer Energie führt zu der Bedingung möglichst großer Zündspannung [117b]. Dieser Bedingung kann in zweierlei Weise genügt werden:

1. dadurch, daß der Zeitraum  $T_2$  möglichst verlängert wird, damit die Ionisation des Gases Zeit hat zu verschwinden;

2. dadurch, daß man durch besondere Mittel die Ionisation des Gases möglichst rasch zum Verschwinden bringt.

Gegen die erste Methode spricht einmal die Gefahr, daß die Konstanz der Frequenz dabei geschädigt wird. Und dann weicht die Stromkurve umsomehr von der Sinusform ab, je größer  $T_2$  ist (vgl. Fig. 187), d. h. es treten neben der Grundschiwingung auch die Oberschwingungen stark hervor. Die Energie derselben ist aber

\*) Schwingungen der Art von Fig. 193 sind im allgemeinen ganz inkonstant und praktisch unbrauchbar.

\*\*) Gemeint ist damit die Periode ( $T$  Fig. 194) der gedämpften Schwingungen, die für die praktische Verwendung in Betracht kommt.

\*\*\*) Aus dem vorhergehenden dürfen streng genommen Folgerungen nur gezogen werden für den Fall, daß der Kondensatorkreis nicht mit einem anderen System gekoppelt ist. Bei der praktischen Verwendung liegt aber gerade dieser Fall vor. Bei loser Koppelung werden die Verhältnisse vermutlich sich nur sehr wenig ändern, bei fester Koppelung aber sicher sehr stark. Ausreichende systematische Untersuchungen über die Koppelung von Schwingungen II u. III Art liegen bis jetzt nicht vor.

†) D. h. praktisch kommt es darauf an, daß den Schwingungen möglichst viel Energie entzogen werden kann.

ohne praktischen Nutzen, da bei der Koppelung doch nur die Grundschwingung ausgenutzt wird.

Es ist deshalb tatsächlich am günstigsten mit Schwingungen zu arbeiten, bei denen der Zeitraum  $T_2$  verhältnismäßig klein, bei denen also  $J_{10}$  nicht sehr verschieden von  $J_0$  ist (Fig. 188).

**b.** Dann aber ist es besonders wichtig, durch besondere Mittel ein möglichst rasches Anwachsen der Zündspannung hervorzurufen. Dazu geeignete Maßregeln sind:

1. Vermeidung des ionisierenden Einflusses der glühenden Elektroden, insbesondere der Anode.

Mittel, welche geeignet sind, diesen Einfluß zu verhindern oder wenigstens zu mildern, sind:

**α) Abkühlung der Anode.**

Dies wird erreicht:

1. durch Verwendung eines Metalls mit sehr gutem Wärmeleitvermögen (Kupfer, Silber\*);

2. durch Wasserkühlung oder Luftkühlung; letzteres, indem man entweder ein Gebläse verwendet, oder dadurch, daß man die Anode als Rippenkörper ausbildet\*\*)<sup>107a)</sup>;

3. durch Einbringen der Elektroden in ein Gas von gutem Wärmeleitvermögen (Wasserstoff);

4. durch Unterteilung des Lichtbogens in mehrere Teilbögen: bei derselben Gesamtspannung und demselben Strom wird in den Teilbögen zusammen ungefähr dieselbe Wärmemenge entwickelt, wie in einem einfachen Bogen, die Wärmeabgabe in den Teilbögen zusammen ist aber viel größer als in einem einfachen Bogen<sup>107a)</sup>.

**β) Drehung der Elektroden:** es wird dadurch erreicht, daß derjenige Teil der Elektroden, welcher durch den Stromdurchgang heiß geworden ist, von der Stelle, an welcher sich in der nächsten Periode der Bogen bildet, entfernt wird. Der Bogen bildet sich dann immer zwischen verhältnismäßig kalten Stellen der Elektroden.

**γ) Verwendung eines Gases,** in dem eine Oxydation der Elektroden nicht stattfindet (Wasserstoff, eingeschlossener Lichtbogen): brennt der Lichtbogen in gewöhnlicher Luft, so kann auch noch durch Oxydation eine schädliche Erhitzung der Elektroden entstehen.

2. Entfernen des ionisierten Gases aus dem Raum zwischen den Elektroden.

Das tritt bis zu einem gewissen Grade von selbst ein, wenn

\*) Als Kathode wird allgemein Homogenkohle verwendet. Die Asymmetrie der Elektroden ist auch deshalb günstig, weil sie das schädliche Rückzünden verhindert (vgl. S. 215, Fußnote \*).

\*\*) Dadurch wird auch die Wärmeabgabe durch Strahlung noch vermehrt.

man den Lichtbogen in ein Gas mit großem Diffusionskoeffizienten bringt (Wasserstoff). Es wird künstlich erreicht durch ein Gasgebläse oder ganz besonders energisch durch ein magnetisches Gebläse. Das letztere wirkt dadurch, daß es während des Stromdurchgangs den Bogen und damit das darin befindliche ionisierte Gas aus der engsten Stelle zwischen den Elektroden, an welcher sich nachher der Bogen wieder bildet, hinaustreibt <sup>108)</sup>.

**c. Die Größe der verwendbaren Kapazität.**

Die Spannung der Maschine, ebenso die Frequenz der Schwingungen soll vorgegeben sein. Dann ist die Energie, die dem Kondensatorkreis pro Sekunde zugeführt wird, proportional der Kapazität im Kondensatorkreis [117b]. Insofern ist also eine große Kapazität günstig. Andererseits bedingt eine große Kapazität eine große Stromamplitude  $J_{10}$  im Kondensatorkreis und, da diese nicht sehr viel größer sein darf als der Speisestrom  $J_0$  [a], auch großen Speisestrom. Je größer aber der Strom durch den Lichtbogen hindurch wird, umso stärker wird die Erhitzung der Elektroden und die Ionisation der Gasstrecke, umsoweniger wirksam werden also die in b angegebenen Mittel.

Die Folge davon ist, daß eine Erhöhung der Kapazität sehr bald schädlich wirkt, daß man also bei ungedämpften Schwingungen nach der Lichtbogenmethode gezwungen ist, mit verhältnismäßig kleinen Kapazitäten und großer Selbstinduktion im Primärkreis zu arbeiten\*).

**119. Folgerungen für die Schwingungen III. Art (Stoßerregung).**

a. Für den Lichtbogen (die Funkenstrecke) liegen die Verhältnisse bei den Schwingungen III. Art, die bei den Sendern für Stoßerregung Verwendung finden, ganz ähnlich wie bei den Schwingungen II. Art. Die Gefahr, die hier vorliegt, ist die, daß die Gasstrecke nach dem Ablauf der Schwingungen ionisiert bleibt und demnach die nächste Entladung schon bei einer viel niedrigeren Spannung und demnach mit viel geringerer Energie einsetzt. Es sind also auch hier alle in 118b besprochenen Mittel am Platze, die das verhindern.

Aber alle Mittel, die bei den ungedämpften Schwingungen II. Art zur Kühlung der Anode angewandt wurden, sind hier auch auf die Kathode auszudehnen. Die Erwärmung der Elektroden rührt hier nur zum geringsten Teile von dem geringen Speisestrom  $J_0$ , zum weitaus größten Teil von dem viel stärkeren Wechselstrom  $J_1$  her,

---

\*) Das gilt nicht für die ungedämpften Schwingungen, die nach der Methode von Marconi [111] erzeugt werden.

ist also für Anode und Kathode nur wenig verschieden. Es empfiehlt sich deshalb sowohl für die Anode als für die Kathode Metall-elektroden von gutem Wärmeleitvermögen zu benutzen und wie es bei den neueren Anordnungen geschieht, die Abkühlung der Funkenstrecken durch möglichst große Ausdehnung (von Lepel) oder Rotation der Elektroden (Marconi) oder intensive Luftkühlung (von Koch bezw. Bad. Anilin- und Sodafabrik) oder Serienschaltung der Funkenstrecken (Gesellschaft für drahtlose Telegraphie) zu befördern.

b. Bezüglich der Größe der verwendbaren Kapazität ist ein großer Unterschied zwischen den Schwingungen II. und III. Art vorhanden. Bei den letzteren liegen gegen eine Steigerung der Energie durch Vergrößerung der Kapazität kaum Bedenken vor. Während bei den Schwingungen II. Art nur ein Bruchteil einer Periode zur Verfügung steht für die Entionisierung der Gasstrecke, kann man bei den reinen Schwingungen III. Art eine größere Anzahl von Perioden verstreichen lassen, bis die neue Schwingung einsetzt. Infolge davon genügen die in 118b angegebenen Mittel auch für sehr große Kapazitäten\*).

Tatsächlich verwendet man deshalb so große Kapazitäten als irgend möglich\*\*). Eine Grenze kann dadurch gegeben sein, daß bei vorgeschriebener Frequenz die Erhöhung der Kapazität eine so starke Reduktion der Strombahn des Kondensatorkreises bedingt, daß eine genügend feste Koppelung mit dem Sekundärsystem nicht mehr möglich ist. Unter Umständen kann man auch auf sehr große Kapazitäten verzichten, um statt dessen mit dem verfügbaren Speisestrom eine höhere Entladungszahl zu erzielen.

Instruktiv ist es, die Größe der Kapazitäten zu vergleichen, die bei den größten Stationen zur Verwendung kommen:

Station:	Schwingungsart:	Kapazität:	Kondensatoren:
Nauen (Gesellschaft für drahtl. Telegr.)	Gedämpfte Schwingungen	0,4 MF	3 in Serie geschaltete Batterien (à 1,2 MF Kapazität) von Leidener Flaschen.
Knockroe (Poulsen)	Ungedämpfte Schwingungen nach d. Lichtbogenmethode	0.03 MF	Luftkondensatoren.
Clifden (Marconi)	Ungedämpfte Schwingungen (nach 111)	1,6 MF	Luftkondensatoren.

\*) Wenn man allerdings von diesen Mitteln keinen oder einen zu bescheidenen Gebrauch macht, so muß man sich auch hier mit verhältnismäßig kleinen Kapazitäten begnügen.

\*\*) Wohl meist in der Größe von 0,5 bis 1,5 MF.

## Kapitel IX.

# Die Ausbreitung der Wellen längs der Erdoberfläche.

### § 1. Die Wellen über ebenem bzw. kugelförmigem homogenem Boden.

#### 120. Die Wellen über Boden von sehr gutem Leitvermögen.

Es möge die Erdoberfläche sehr gut leitend sein, wie es der Fall ist bei Seewasser, in geringerem Maße bei Flußwasser und sehr nassem Boden \*).

##### a. Allgemeine Beziehungen für das Feld.

Man bekommt dann die Form der Wellen bei einem Sender, der sich oberhalb der Erdoberfläche befindet, annähernd richtig durch die folgende Regel. Man denke sich die Erde weg, dafür aber zu der Antenne ihr Spiegelbild bezüglich der Erdoberfläche als symmetrische Hälfte hinzugefügt. Dabei ist die Strom- und die Spannungsverteilung so anzunehmen, wie sie in den symmetrischen Hälften der Antennen von Fig. 22, 41, 44 ff. wirklich vorhanden ist, d. h. in einem Punkte P und seinem Spiegelbild P' muß der Strom dieselbe Richtung, die Spannung aber entgegengesetztes Vorzeichen haben. Dann gilt die Regel: Die Wellen, welche die Antenne zusammen mit ihrem Spiegelbild aussenden würde, wenn sie allein in Luft vorhanden wäre, sind, soweit sie in Luft verlaufen, identisch mit den Wellen, welche die Antenne tatsächlich aussendet <sup>109)</sup>.

##### b. Einfluß der Antennenform.

Für eine Einfachantenne folgt aus dem Gesagten, daß ihr elektrisches Feld identisch ist mit der oberen ausgezogenen Hälfte der Fig. 195 und 196 [vgl. 22a], von denen die erste dem Moment der maximalen Ladung, die zweite demjenigen des maximalen Stroms entspricht. Je weiter sich die Welle von der Antenne entfernt, umso mehr nehmen die elektrischen Induktionslinien die Form von Kreisbögen an. Daß auch die magnetischen Induktionslinien Kreise sind, wurde schon in 22a angegeben.

Bei anderen Antennenformen kann die Gestalt der Welle in

---

\*) Das heißt  $\sigma > 10^{-12}$  C.G.S.

der Nähe der Antenne, unter Umständen bis auf eine Entfernung von 1 bis 2 Wellenlängen, erheblich verschieden sein, wenn auch der Charakter des Felds, insbesondere das Abschnüren der elektrischen Induktionslinien bei allen Antennenformen ungefähr in derselben Weise sich wiederholen muß<sup>110)</sup>. Je größer die Entfernung wird, umso mehr fällt die Form der Welle mit derjenigen der Einfachantenne zusammen.

c. Das Feld in sehr großer Entfernung von der Antenne.

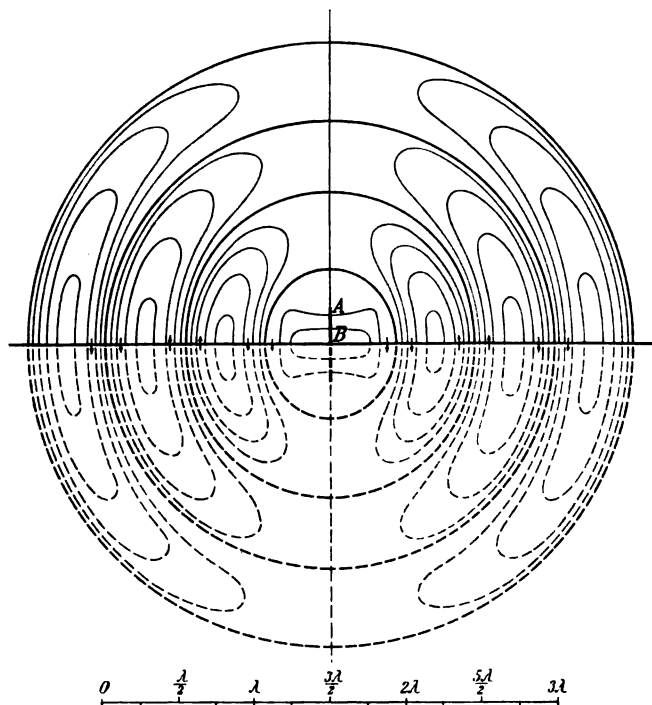


Fig. 195.

In einer Entfernung, die sehr groß ist gegen die Wellenlänge der Schwingung, gilt also für alle Antennenformen annähernd dasselbe wie für die Einfachantenne\*), d. h.

1. die Richtung der elektrischen Induktionslinien ist annähernd senkrecht, diejenige der magnetischen parallel der Erdoberfläche; beide stehen senkrecht zur Fortpflanzungsrichtung der Welle [22 d].

2. das elektrische und magnetische Feld ist gleichphasig,

3. die Amplitude der elektrischen und magnetischen Feldstärke bestimmt sich durch die Beziehungen:

\*) Und zwar für eine Einfachantenne der doppelten Länge.



$$\left. \begin{aligned} E_0 &= 4\pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{\bar{J}_0}{r} \cdot 3 \cdot 10^{10} \text{ C.G.S.} \\ M_0 &= 4\pi \cdot \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{\bar{J}_0}{r} \text{ C.G.S.} \end{aligned} \right\} \dots \dots (1)$$

wenn man unter  $l$  die Antennenhöhe, unter  $\bar{J}_0$  den Mittelwert der Stromamplitude auf der Antenne, unter  $r$  die Entfernung von der

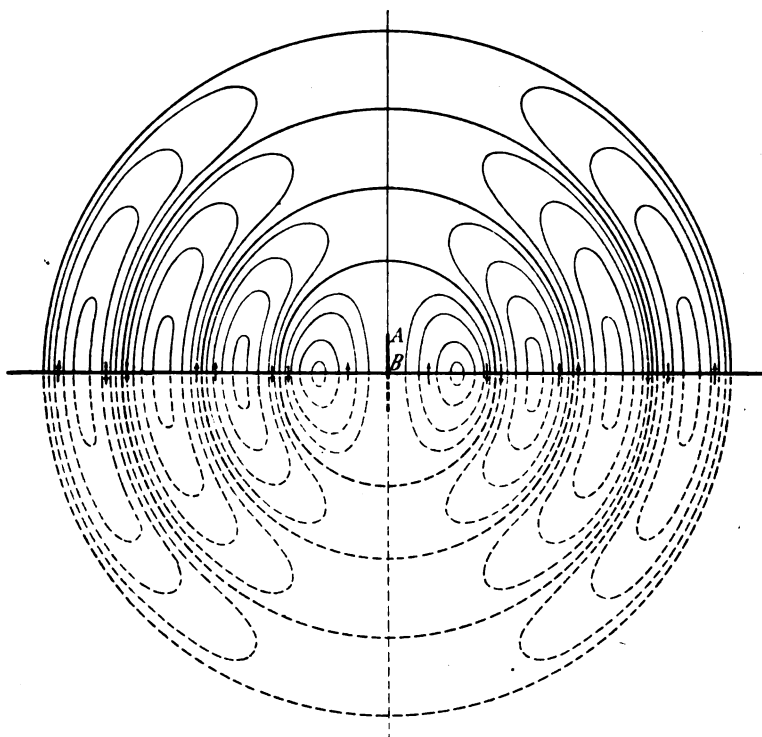


Fig. 196.

Antenne versteht. Die Amplitude des Felds ist also in großer Entfernung umgekehrt proportional der Entfernung  $r$ .

#### d. Krümmung der Erdoberfläche.

Die angegebenen Beziehungen gelten nur für ebene Erdoberfläche. Wenn aber das Leitvermögen so groß ist, wie es oben überhaupt vorausgesetzt ist, so ist es äußerst wahrscheinlich, daß das Gesagte auch für die gekrümmte Erdoberfläche mindestens annähernd seine Gültigkeit behält. Denn dann gleiten die Wellen längs der Erdoberfläche hin und folgen der Krümmung

derselben\*)<sup>111)</sup>. Die Ausbreitung der Wellen erfolgt also nicht geradlinig wie diejenige des Lichtes und unter  $r$  in Gl. 1 ist die längs der Erdoberfläche gemessene Entfernung zu verstehen.

#### e. Eindringen der Wellen in die Erde.

Die Welle, die längs der Erdoberfläche sich ausbreitet, dringt auch etwas in den Boden ein, aber ihre Amplitude nimmt beim Eindringen in die Tiefe sehr rasch ab. Bei Seewasser von mittlerem Leitvermögen\*\*) beträgt z. B. die Amplitude in einer Tiefe von 1 m nur noch ungefähr den zehnten Teil des Werts an der Oberfläche, wenn die Wellenlänge ca. 700 m ist\*\*\*).

### 121. Die Wellen über Boden von sehr schlechtem Leitvermögen (J. Zenneck)<sup>112)</sup>.

Wenn die Erde ein sehr schlechtes Leitvermögen besitzt, wie es bei trockenem Boden der Fall ist†), so können sich die Verhältnisse bedeutend ändern, und zwar umsomehr, je geringer die Dielektrizitätskonstante des Bodens ist. Die in 120a angegebene Regel für die Konstruktion des Feldes gilt dann überhaupt nicht. Wie das Feld in der Nähe des Senders aussieht, ist nicht bekannt.

In großer Entfernung vom Sender stimmen die in 120c gemachten Angaben nicht mehr [vgl. 178b].

#### a. Richtung des Felds.

Zwar ist die Richtung der magnetischen Induktionslinien immer noch parallel zur Erdoberfläche, aber das elektrische Feld ist nicht mehr senkrecht zur Erdoberfläche, sondern in der Richtung der Fortpflanzung der Wellen geneigt. Zu der Komponente der elektrischen Feldstärke senkrecht zur Erdoberfläche  $E_z$  kommt also noch hinzu eine Komponente  $E_x$  in der Richtung der Erdoberfläche. Das Verhältnis der Amplituden bei diesen beiden Komponenten stellen die

\*) Ähnlich wie die Wellen, die sich längs Drähten fortpflanzen und allen Krümmungen derselben folgen.

\*\*)  $\sigma = 5 \cdot 10^{-11}$  C.G.S.

\*\*\*) Die Amplitude  $\mathfrak{A}$  in der Tiefe  $z$  ist von der Form  $\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_0 e^{-\gamma z}$  ( $\mathfrak{A}_0$  = Amplitude an der Oberfläche).

†) Bei qualitativen Überlegungen darf man etwa annehmen als Leitvermögen  $\sigma$  und Verhältnis  $k$  der Dielektrizitätskonstante zu derjenigen der Luft:

Seewasser	$\sigma = 10^{-11}$ C.G.S.	$k = 80$ ,
Süßwasser	$= 10^{-14}$ „	$= 80$ ,
nasser Boden	$= 10^{-13}$ bis $10^{-14}$	$= 5$ bis $15$ ,
trockener Boden	$< 10^{-15}$ C.G.S.	$= 2$ „ $6$ .

ausgezogenen Kurven von Fig. 197 für verschiedene Werte des Leitvermögens und der Dielektrizitätskonstante dar\*). Die Kurven zeigen, daß bei kleiner Dielektrizitätskonstante die horizontale Komponente eine sehr beträchtliche Größe annehmen kann.

#### b. Die Phase.

Das magnetische Feld und die vertikale Komponente der elektrischen Feldstärke sind noch annähernd gleichphasig, aber zwischen der horizontalen und der vertikalen Komponente der elektrischen

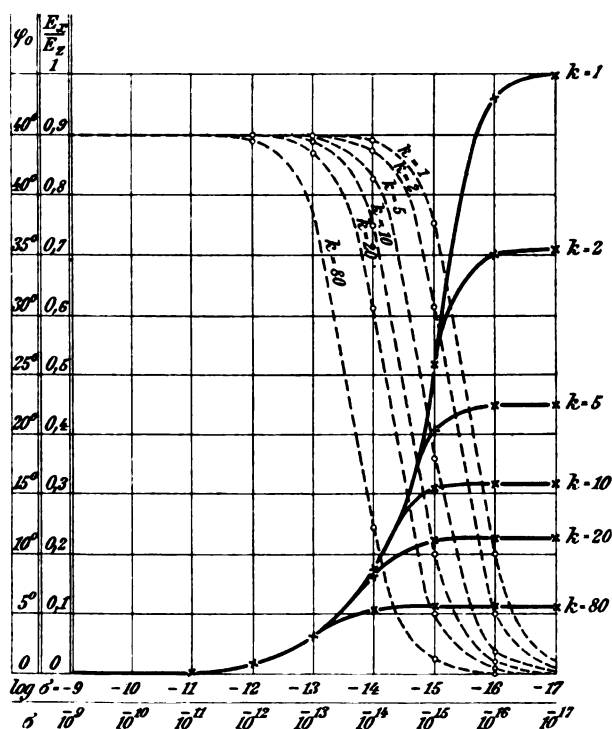


Fig. 197.

Feldstärke besteht eine Phasendifferenz  $\varphi$ , deren Größe die gestrichelten Kurven von Fig. 197 zur Darstellung bringen\*). Die Folge davon ist, daß das elektrische Feld kein reines Wechselfeld mehr ist, sondern eine mehr oder weniger starke Drehfeldkomponente besitzt.

Man bekommt in bekannter Weise ein anschauliches Bild des Felds, wenn man die resultierende Feldstärke durch einen Vektor darstellt. Die Endpunkte des Vektors während einer Periode liegen dann auf einer Ellipse mit der Eigen-

\*) Unter der Annahme  $N = 5 \cdot 10^5/\text{sec.}$ ,  $\lambda = \text{ca. } 670 \text{ m}$  und für den Fall ebener Wellen.

schaft, daß (vergl. Fig. 198)

$$\frac{OB}{OA} = \frac{E_{x_0}}{E_{z_0}}, \quad \frac{OA_1}{OA} = \frac{OB_1}{OB} = \sin \varphi.$$

Zeichnet man sowohl für das Feld in der Luft als für dasjenige im Erdboden nur die Hälfte der Ellipsen, so nehmen die typischen Fälle, die man bekommen kann, die Form von Fig. 199\*) oder Fig. 200\*\*) an.

Während das Feld bei Seewasser ein nahezu reines vertikales Wechselfeld ist, ist es bei trockenem Boden ein gegen die Vertikale stark geneigtes Feld mit mehr oder weniger großer Drehfeldkomponente.

### c. Die Amplitude. Absorption.

Die Abnahme der Amplitude beim Fortschreiten der Wellen ist eine andere als bei gut leitendem Boden. Das elektrische Feld in der Erde,

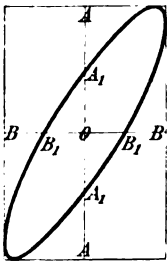


Fig. 198.

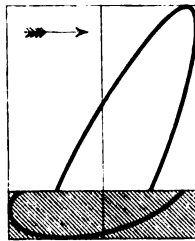


Fig. 199.

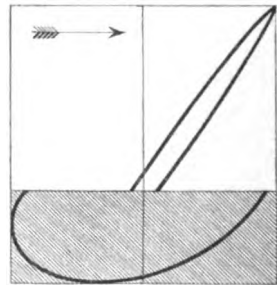


Fig. 200.

das mit den Wellen in der Luft verbunden ist, erzeugt Ströme, welche Energie verbrauchen. Das führt zu einer Schwächung der Wellenamplitude, die man als „Absorption“ bezeichnet und die zur Folge hat, daß die Amplitude nicht  $\propto 1/r$  ist, sondern rascher abnimmt\*\*\*).

Die Entfernung, auf welche die Amplitude von ebenen Wellen, infolge der Absorption auf  $1/e$ , d. h. ungefähr auf  $1/3$  ihres Anfangswerts herabsinken würde, ist in Fig. 201 für verschiedene Werte des Leitvermögens und der Dielektrizitätskonstante angegeben; sie ist mit  $1/B$  bezeichnet. Die Kurven†) zeigen, daß bei

\*) Annahme  $N = 5 \cdot 10^5 \text{ sec.}$   $k = 2$ ,  $\sigma = 10^{-15} \text{ C.G.S.}$

\*\*) Annahme  $N = 5 \cdot 10^5 \text{ sec.}$   $k = 2$ ,  $\sigma = 10^{-16} \text{ C.G.S.}$

\*\*\*) Die Abnahme der Amplitude für ebene Wellen würde von der Form sein

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_1 e^{-ar},$$

für kugelförmige Wellen von der Form

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_1 \cdot \frac{e^{-ar}}{r},$$

wenn  $\mathfrak{A}$  der Wert der Amplitude für die Entfernung  $r$  ist.

†) Die Ordinaten der Kurven sind  $\propto \log \frac{1}{B}$ ; Annahme  $N = 5 \cdot 10^5 \text{ sec.}$

vorgegebener Dielektrizitätskonstante und Frequenz die Entfernung ein Minimum, d. h. die Absorption ein Maximum wird für ein ganz bestimmtes Leitvermögen. Wird das Leitvermögen noch schlechter, so wird die Absorption wieder geringer. Da die Absorption einerseits bei einem unendlich großen, andererseits bei einem unendlich kleinen Leitvermögen verschwindet, so bietet das Vorhandensein eines solchen ausgezeichneten Werts des Leitvermögens nichts Auffallendes.

Bei kugelförmigen Wellen kommt zu der Absorption hinzu die Abnahme der Amplitude  $\propto 1/r$ , die durch die kugelförmige Gestalt der Welle bedingt ist. Die tatsächliche Abnahme der Amplitude wird deshalb ungefähr so, wie es

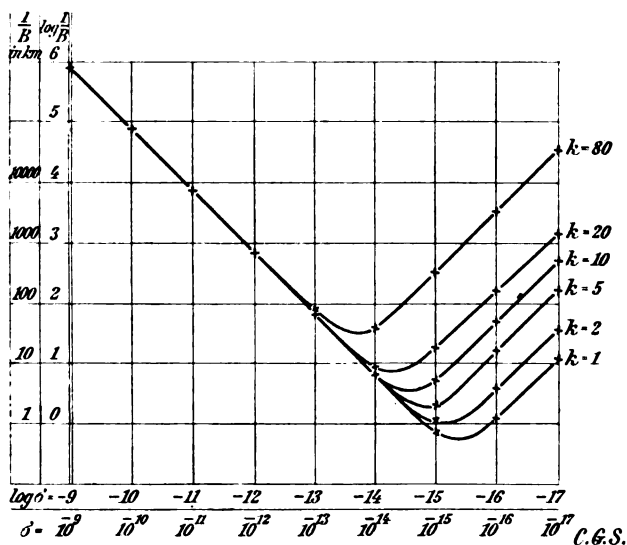


Fig. 201.

die Kurven von Fig. 202 wiedergeben. Bezeichnet man mit  $\mathfrak{A}$  die Amplitude in einer bestimmten Entfernung, mit  $\mathfrak{A}_1$  die Amplitude in der Entfernung von 1 km von der Antenne, so sind die Ordinaten der Kurven von Fig. 202 den Werten  $\log \frac{\mathfrak{A}}{\mathfrak{A}_1}$  proportional.

Vergleicht man die Werte mit denjenigen von Fig. 201, so überzeugt man sich leicht, daß bei trockenem Boden die Absorption ganz außerordentlich hohe Werte erreichen kann. Die Absorption in Seewasser, die natürlich auch vorhanden sein muß, spielt dagegen für die Reichweite einer Station keine, diejenige in Süßwasser nur eine sehr geringe Rolle.

#### d. Eindringen der Wellen in die Erde.

Die größere Absorption in trockenem Boden hängt aufs engste damit zusammen, daß die Wellen viel tiefer in dieselbe eindringen. Die Tiefe  $1/D$ , in welcher die Amplitude nur noch  $1/e$  ihres Werts an

der Oberfläche ist, ist in Fig. 203 für ebene Wellen dargestellt. Sie kann bis gegen 100 m betragen\*).

e. Einfluß der Frequenz.

Ein wesentlicher Unterschied zwischen dem Fall von sehr gut und sehr schlecht leitender Erdoberfläche besteht noch darin, daß im

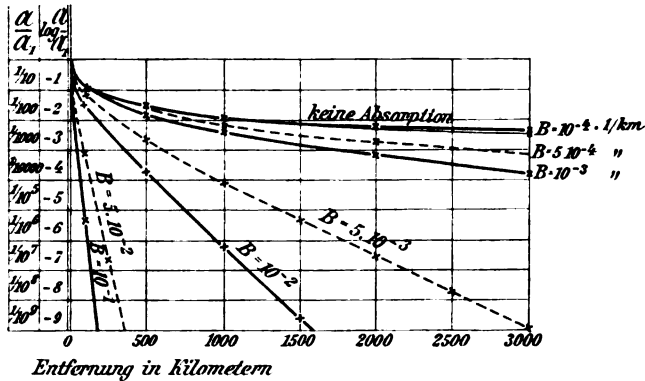


Fig. 202.

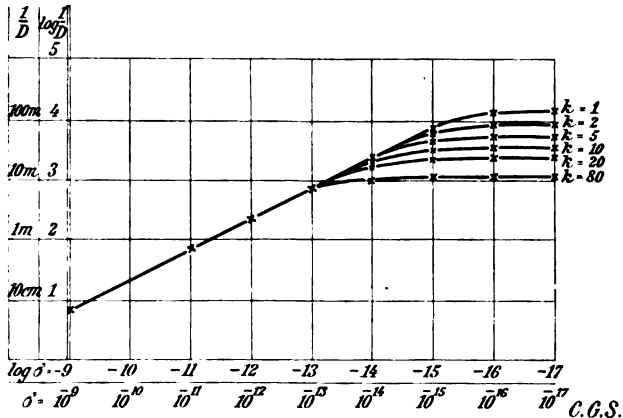


Fig. 203.

ersten Fall die Frequenz praktisch keine, im letzteren Fall eine sehr wesentliche Rolle spielt, sowohl für die Gestalt des elektrischen Felds, als für die Größe der Absorption.

Für die Gestalt des elektrischen Felds wirkt größere Wellenlänge wie größeres Leitvermögen\*\*). Bezüglich der Absorption sind

\*) Annahme  $N = 5 \cdot 10^5/\text{sec}$ .

\*\*) Das heißt: das Feld hat bei einer Wellenlänge  $a\lambda$  und einem Leitvermögen  $\sigma$  dieselbe Gestalt wie bei der Wellenlänge  $\lambda$  und dem Leitvermögen  $a\sigma$ .

beim Telegraphieren über nicht zu trockenen festen Boden, in geringerem Maße auch über Süßwasser, die großen Stationen mit ihren langen Wellen erheblich günstiger daran als die kleinen Stationen mit den kürzeren Wellen. Beim Telegraphieren über sehr trockenen Boden und über Seewasser tritt die darin begründete Überlegenheit der großen Stationen zurück, im ersten Falle, weil die Absorption hier nur wenig von der Wellenlänge abhängt, im zweiten Falle, weil die Absorption überhaupt ohne praktische Bedeutung ist.

f. Die der Wellen längs der Erdoberfläche gemessene Fortpflanzungsgeschwindigkeit kann etwas größer sein als die Lichtgeschwindigkeit,  $3 \cdot 10^{10} \text{ cm/sec.} = 300\,000 \text{ km/sec.}$ , weicht aber ebenso wie bei Seewasser nie viel von derselben ab.

## 122. Versuche über die Ausbreitung der Wellen.

In 121 sind mehr oder weniger ideale Grenzfälle vorausgesetzt worden. Besonders wichtig ist deshalb der Ausfall einwurfsfreier Versuche.

a. In Betracht kommen aber nur solche Versuche, bei denen die Ausbreitung der Wellen unter denselben Bedingungen erfolgte wie bei der drahtlosen Telegraphie. Es fallen also weg

1. alle Versuche, die im Innern eines Laboratoriums oder in unmittelbarer Nähe von Gebäuden angestellt wurden, da die Reflexion an den Wänden und Störung durch Leitungen eine sehr große Rolle spielen können;

2. alle Versuche, bei denen die Entfernung zwischen Sender und Empfänger nicht merklich größer war als eine Wellenlänge. Bei der drahtlosen Telegraphie kommt es stets an auf das Feld in großer Entfernung vom Sender; dieses kann aber von dem Feld in der Nähe des Senders sehr verschieden sein, insbesondere folgt die Abnahme der Amplitude mit der Entfernung ganz anderen Gesetzen;

3. alle Versuche, bei denen die Wellenlänge sehr verschieden war von denjenigen der drahtlosen Telegraphie: nach 121e ist die Größe der Wellenlänge für die Form und Absorption der Wellen von entscheidender Bedeutung.

b. Für die Ausbreitung der Wellen über Seewasser ist durch Versuche von W. Duddell und J. E. Taylor<sup>113)</sup> sicher gestellt, daß die Amplitude in großer Entfernung vom Sender wie  $1/r$  abnimmt. Diese Versuche bezogen sich auf Entfernungen zwischen 16 und 60 Meilen. Dasselbe Ergebnis lieferten Versuche von C. Tissot<sup>113)</sup>.

c. Für die Ausbreitung über festen Boden haben Messungen

von Duddell und Taylor ergeben, daß in großem Abstand vom Sender die Amplitude etwas rascher als  $\propto 1/r$  abnimmt.

Daß die Abnahme der Amplitude sehr abhängt von der Beschaffenheit des Bodens, sei es, daß es sich um verschiedene petrographische Beschaffenheit, sei es, daß es sich um verschiedene Feuchtigkeit handelt; daß insbesondere im allgemeinen ungünstig wirkt große Trockenheit, günstig große Feuchtigkeit, scheint aus einer großen Anzahl von Beobachtungen<sup>114)</sup> hervorzugehen.

Ganz besonders ungünstig ist stark bewachsener Boden. Der Grund dafür ist wohl weniger in der Bodenbeschaffenheit als darin zu suchen, daß in den Pflanzen Ströme entstehen, welche der Welle Energie entziehen [vgl. 89b und 152c].

## § 2. Wellen über unebenem oder inhomogenem Boden.

In § 1 wurde vorausgesetzt, daß der Teil der Erde, über welchen sich die Wellen fortpflanzen, aus homogenem Material besteht und die Erdoberfläche eben bzw. kugelförmig ist. Es bleibt zu untersuchen, welche Änderungen eintreten:

1. wenn die Erdoberfläche beträchtliche Unebenheiten zeigt,
2. wenn unter der Erdoberfläche Schichten von sehr verschiedenem Leitvermögen und sehr verschiedener Dielektrizitätskonstante aufeinander folgen,
3. wenn auf der Erdoberfläche Flächen von sehr verschiedenem Leitvermögen und sehr verschiedener Dielektrizitätskonstante verteilt sind.

### 123. Unebenheiten der Erdoberfläche.

Hindernisse für die Ausbreitung der Wellen können auftreten durch Hügel oder Berge und durch Bäume oder Bauten.

a. Bei Hügeln oder Bergen kann man drei Möglichkeiten unterscheiden:

1. Die Welle geht durch den Hügel hindurch (Fig. 204);
2. sie gleitet längs der Oberfläche des Hügels hin (Fig. 205);
3. die Wellen gelangen durch Beugung auch hinter den Hügel (Fig. 206).

Wie die Verhältnisse im einzelnen liegen, muß von der Form des Berges, der Leitfähigkeit und der Dielektrizitätskonstante seines Materials abhängen. Beugung wird wohl in allen Fällen mitwirken. Daß sie gelegentlich die entscheidende Rolle spielt, geht aus Beobachtungen von Jackson<sup>115)</sup> hervor, wonach ein Schiff in unmittelbarer Nähe eines Hügels die Telegramme einer jenseits des Hügels gelegenen Station nicht erhielt, dieselben aber bekam, nachdem es sich weiter vom Hügel entfernt hatte. Wenn der Hügel aus sehr gut leitendem Material besteht und seine Breite sehr groß gegen die Wellen-



länge ist, wird wohl der Fall 2 der ausschlaggebende sein. Der Teil der Welle, welcher durch den Hügel hindurchgeht (Fall 1), kann wohl nur bei sehr schlecht leitendem Material (Felsen) und nicht zu großer Breite des Hügels in Betracht kommen.

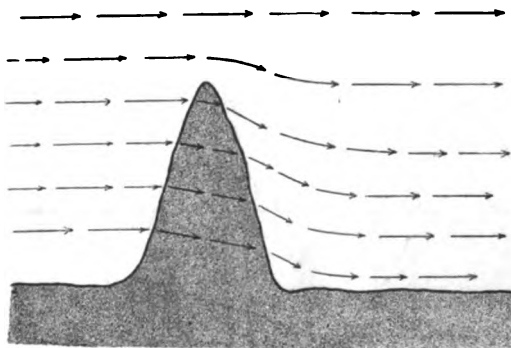


Fig. 204.

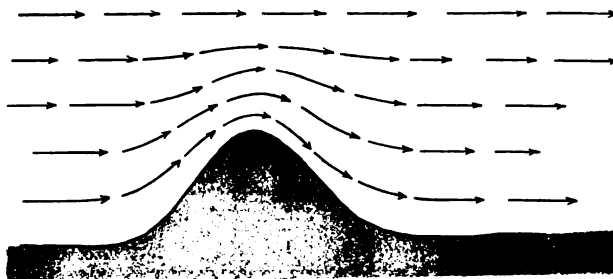


Fig. 205.

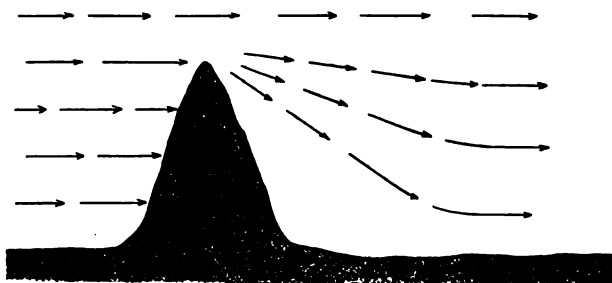


Fig. 206.

b. Daß Baumgruppen die Ausbreitung der Wellen sehr stark stören können, ist durch Versuche von Duddell und Taylor<sup>113)</sup> nachgewiesen. Ebenso können hohe Bauten ganz besonders in unmittelbarer Nachbarschaft von Sender und Empfänger sehr ungünstig wirken.

### 124. Regen und Grundwasser (F. Hack)<sup>116)</sup>.

a. Der Fall, daß der Tiefe nach Schichten von sehr verschiedenen Eigenschaften aufeinander folgen, tritt ein, wenn die oberste

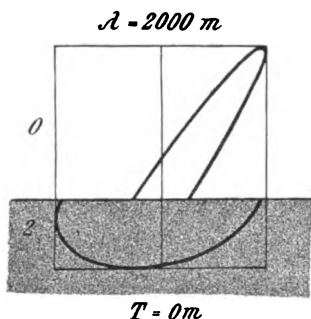


Fig. 207.

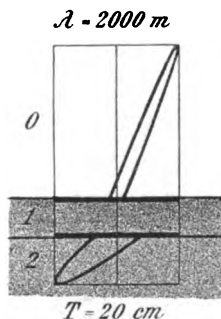


Fig. 208.

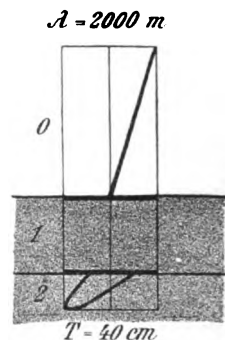


Fig. 209.

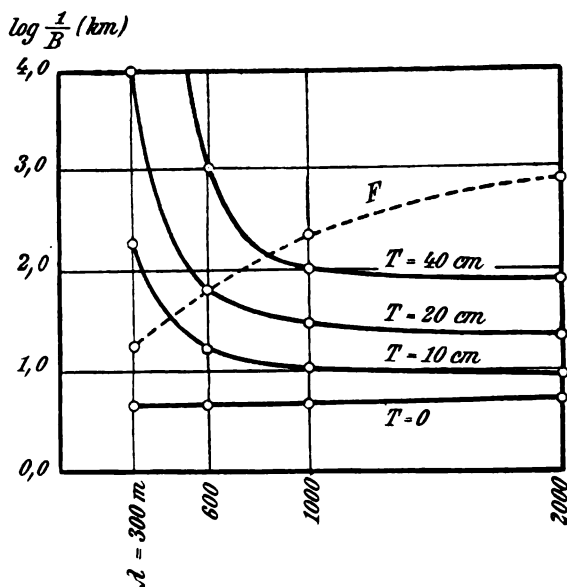


Fig. 210.

Schicht eines sehr schlecht leitenden Bodens geringer Dielektrizitätskonstante durch anhaltenden Regen oder Schneefall gute Leitfähigkeit und höhere Dielektrizitätskonstante bekommen hat.

Wie die Richtung des elektrischen Felds an der Erdoberfläche

bei ebenen Wellen sich ändert, zeigen die Fig. 207 bis 209\*). Die erste stellt das Feld dar [vgl. 121b] für einen völlig trockenen Boden, die zweite und dritte für den Fall, daß der Boden bis zu einer Tiefe von 20 bzw. 40 cm durchnäßt ist. Die Wirkung ist also die, daß die starke Drehfeldkomponente, die bei ganz trockenem Boden vor-

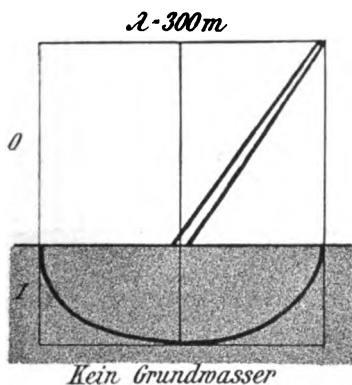


Fig. 211.

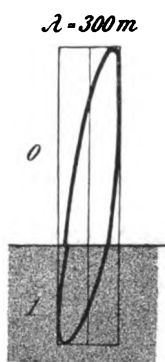


Fig. 212.

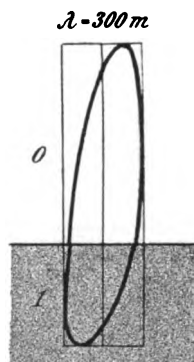


Fig. 213.

handen ist, umsomehr geschwächt, das Feld also umsomehr ein reines Wechselfeld wird, je tiefer die durchnäßte Bodenschicht reicht.

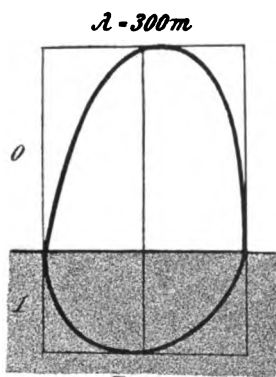


Fig. 214.

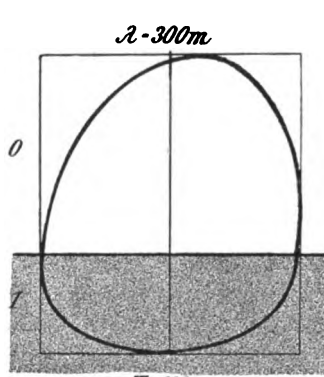


Fig. 215.

Wie die Absorption der Wellen beeinflusst wird, ist aus Fig. 210 [vgl. 121c] ersichtlich: sie wird durch den Regen in allen prak-

\*) Ich verdanke die Fig. 205 bis 219 Herrn Prof. Dr. F. Hack (Stuttgart). — In den Figuren ist angenommen:

für trockenen Boden  $\sigma = 10^{-16}$  C.G.S.,  $k = 2$   
 „ durchnäßten „  $\sigma = 10^{-13}$  „ „  $k = 15$   
 „ Grundwasser  $\sigma = 5 \cdot 10^{-14}$  „ „  $k = 80$

tischen Fällen erniedrigt und zwar umsomehr, je tiefer der Regen eindringen ist.

b. Ferner befindet sich an den meisten Stellen des Festlandes unter der obersten Schicht von verhältnismäßig trockenem Boden und

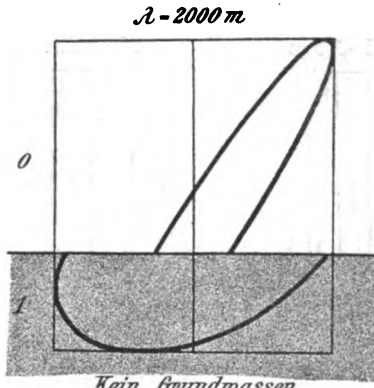


Fig. 216.

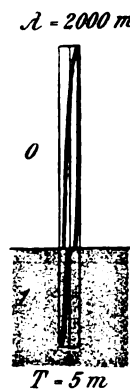


Fig. 217.

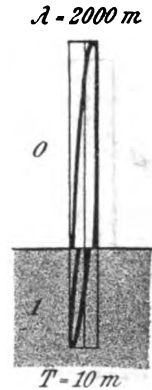


Fig. 218.

Gestein eine Grundwasserschicht, deren Tiefe unter der Oberfläche zwischen ungefähr 100 m und einigen wenigen Metern variiert.

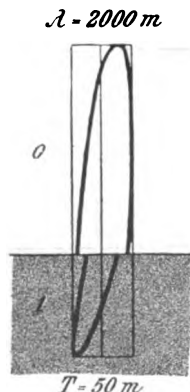


Fig. 219.

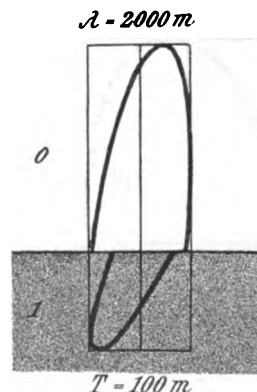


Fig. 220.

Die Fig. 211 bis 215 geben das Feld an der Erdoberfläche für die Wellenlänge 300 m, die Fig. 216—220 für die Wellenlänge 2000 m; Fig. 221 zeigt die Änderung der Absorption durch das Grundwasser ( $T$  = Entfernung des Grundwasserspiegels von der Erdoberfläche). In allen Fällen ist die Tiefe der Grundwasserschicht als sehr groß angenommen. Die Figuren zeigen, daß die Grundwasserschicht die

Drehfeldkomponente des elektrischen Felds verstärkt, die Absorption aber je nach den Umständen vergrößern oder verkleinern kann, in den meisten praktischen Fällen allerdings verkleinert\*).

### 125. Verteilung von Wasser und Land.

Wenn zwischen zwei Stationen sowohl festes Land als Wasser, besonders Seewasser liegt, so kann sich dies in verschiedener Weise geltend machen.

a. Der Hauptteil  $\log \frac{1}{B} (km)$   
der Welle kann die Seewasserfläche als Führung benutzen und sich längs dieser fortpflanzen.

Es ist z. B. nicht ausgeschlossen, daß bei den Versuchen zwischen der Poldhu-Station Marconi's in England und der Station Ancona in Italien der Teil der Wellen, welcher in Ancona zur Wirkung kam, nicht derjenige war, welcher den geraden Weg über die Alpen, sondern derjenige, welcher den Seeweg (über Gibraltar) eingeschlagen hatte.

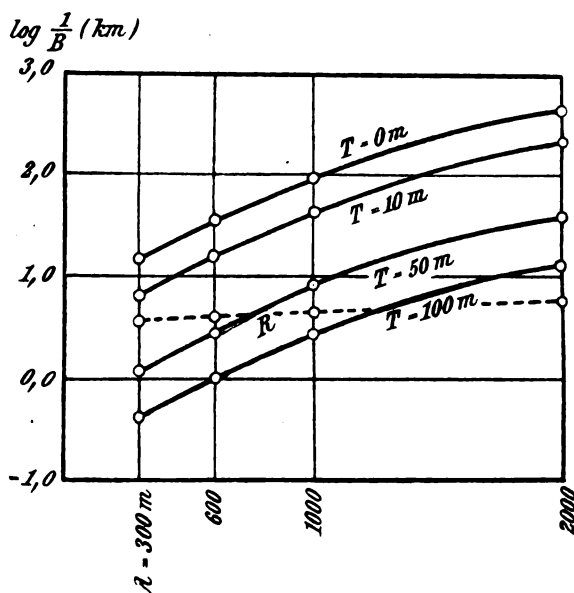


Fig. 221.

Schon Flußwasser scheint in dieser Richtung zu wirken. Wenigstens ist bei Versuchen mit fahrenden Eisenbahnzügen festgestellt worden, daß die Wirkung immer stark zunahm, wenn der Eisenbahnzug (Empfänger) sich einem Flußlauf näherte<sup>117)</sup>. Es scheinen sich also die Wellen hauptsächlich längs der besser leitenden Wasserwege ausgebreitet zu haben.

b. Für die Absorption der Wellen kommt in erster Linie in Betracht der Teil des Wegs, den die Welle über festes Land zurückgelegt hat. Bei Versuchen mit Schiffen ist es also wesentlich, daß die Landstation möglichst nahe an der Küste liegt.

\*) Die gestrichelte Kurve von Fig. 221 zeigt die Absorption für den Fall, daß kein Grundwasser vorhanden ist.

c. Beim Übergang vom Wasser zum Land und umgekehrt muß eine teilweise Reflexion der Wellen stattfinden. Für die Amplitude der Wellen, welche irgend ein bestimmter Sender in einer bestimmten Entfernung liefert, kommt demnach nicht nur in Betracht die Entfernung, welche die Welle über Land und Wasser zurückgelegt hat, sondern auch noch die Uferform\*).

Vielleicht sind auf diese Weise Beobachtungen zu erklären, aus denen hervorzugehen scheint, daß man unter Umständen an bestimmten Punkten, die weiter entfernt von einem Sender sind, eine bessere Wirkung bekommt, als an Stellen, welche dem Sender näher liegen.

### § 3. Abhängigkeit der Wellen von atmosphärischen und anderen Einflüssen.

#### 126. Wirkung des Zustands der Atmosphäre.

Daß der Zustand der Atmosphäre von großem Einfluß auf die Reichweite einer Station sei, ist sehr häufig behauptet worden<sup>118)</sup>. Man muß dabei jedenfalls zweierlei trennen:

1. den unmittelbaren Einfluß, den die Beschaffenheit der Luft (Ionisation, Luftdruck, Temperatur, Gehalt an Wasserdampf und Wassertröpfchen) auf die Fortpflanzung der Wellen haben kann;

2. den mittelbaren Einfluß, der darin bestehen kann, daß die Witterung einerseits die Isolation und die Erdverbindung der Antennen und damit die Schwingungen von Sender und Empfänger, anderseits die Erdoberfläche zwischen Sender und Empfänger und damit die Absorption der Wellen ändert\*\*).

Versuche also, bei denen dieser mittelbare Einfluß nicht ausgeschaltet oder genau kontrolliert wurde, können zur Beurteilung des unmittelbaren Einflusses nicht herbeigezogen werden. Dadurch fallen alle Versuche über festes Land weg, bei denen es unmöglich ist, den Einfluß der Witterung auf die Erdoberfläche zwischen Sender und Empfänger zu eliminieren oder zu bestimmen. In Betracht kommen also nur Versuche über Seewasser und zwar möglichst von Schiff zu Schiff, aber auch diese nur, wenn kontrolliert wurde, daß

---

\*) Eine kreisförmige Bucht könnte unter Umständen ähnlich wie ein Hohlspiegel wirken.

\*\*) Vielleicht kommt auch noch in Betracht eine Änderung der Empfindlichkeit des Wellenanzeigers durch die Witterung (z. B. bei nicht evakuierten Kohären).

nicht die Isolation der Antenne und damit die Senderschwingungen beeinflusst wurden.

Aber auch bei solchen Versuchen ist in der Beurteilung ihrer Resultate größte Vorsicht geboten. Wenn der Zustand der Atmosphäre überhaupt von Einfluß auf die Wirkung ist, so muß jedenfalls das ganze Gebiet zwischen Sender und Empfänger, und zwar auch in sehr bedeutenden Höhen über dem Erdboden in Betracht gezogen werden. Meist wird man aber, zumal bei Versuchen über große Entfernungen, dazu nicht in der Lage sein.

### 127. Wirkung des Tageslichts.

Das einzige, was aus den bisherigen Versuchen mit Sicherheit hervorzugehen scheint, ist der zuerst von Marconi<sup>119)</sup> beobachtete und seitdem oft bestätigte Einfluß von Tag und Nacht: Beim Telegraphieren auf sehr große Entfernungen ist die Wirkung desselben Senders sehr viel größer bei Nacht als bei Tag. Die bei Nacht erreichte Entfernung soll nach Angabe von Marconi unter Umständen das  $2\frac{1}{2}$ -fache derjenigen bei Tag sein.

Der Grund dafür kann ein doppelter sein.

a. Durch die Wirkung der ultravioletten Lichtstrahlen und vielleicht auch durch geladene Teilchen, die von der Sonne ausgesandt werden, wird die Luft ionisiert und bekommt dadurch ein gewisses Leitvermögen. Durch dieses wird die Absorption der Wellen vermehrt.

Der Wert, den das Leitvermögen der Luft annehmen kann, ist bis zu einer Höhe von ca. 6000 m über dem Erdboden wenigstens der Größenordnung nach bekannt, die Wirkung derselben auf die Absorption der Wellen kann unter gewissen Annahmen<sup>120)</sup> berechnet werden. Die Rechnung zeigt aber, daß die Änderung der Absorption zu klein ist, als daß sie praktisch in Betracht käme. Die Luftschichten, die weniger als 6000 m vom Erdboden entfernt sind, können also wahrscheinlich nicht für die beobachtete Erscheinung verantwortlich gemacht werden.

Daß das Leitvermögen, welches die Luftschichten in größerer Höhe durch die Lichtstrahlen bekommen können, größer ist, ist ziemlich sicher. Die ultravioletten Strahlen werden durch die Atmosphäre stark absorbiert und ein großer Teil der dabei absorbierten Energie vermutlich zu einer Ionisation der Luft verwendet. Ob aber das Leitvermögen der Luft in großen Höhen so beträchtliche Werte annehmen kann, daß es für die Fortleitung der Wellen von merkbarer Bedeutung wird, läßt sich vorerst nicht beurteilen, unmöglich ist es aber wohl nicht. Wäre es der Fall, so müßte durch diese leitende obere Atmosphärenschicht auch die Form der Welle geändert werden<sup>121)</sup> [vgl. 178 b].

b. Durch den Einfluß des Tageslichts kann das Sprühen der Antenne und damit die Dämpfung und Amplitude der Schwingungen geändert werden.

Das könnte in zweierlei Weise geschehen. Einmal könnte durch die direkte photoelektrische Einwirkung des Tageslichts auf die Oberfläche der Antenne die Entladung der Antenne vergrößert werden. Und dann könnte indirekt das Tageslicht dadurch, daß es die Leitfähigkeit der Luft erhöht, einen Einfluß auf das Sprühen ausüben.

An Stellen, an denen schon bei Nacht ein Sprühen vorhanden ist, ist eine merkliche Änderung desselben durch das Tageslicht nicht wahrscheinlich, da der Einfluß des Tageslichts gegenüber der starken Ionisation durch das Sprühen selbst gar nicht in Betracht kommt. Aber man könnte daran denken, daß an solchen Stellen der Antenne, an denen bei Nacht die Spannungsamplitude noch nicht ausreicht, um ein Sprühen hervorzurufen, dieses durch den direkten oder indirekten Einfluß des Tageslichts eingeleitet wird.

Laboratoriumsversuche <sup>122)</sup> mit Spulen und Einfachantennen haben keinen merkbaren Einfluß von kräftigem ultraviolettem Licht ergeben\*); Dämpfungsmessungen an Antennen lieferten bei Tag und Nacht kein verschiedenes Dekrement (H. Mosler) <sup>122a)</sup>.

Man muß das Ergebnis wohl dahin zusammenfassen, daß es sich bei dem Einfluß des Tageslichts um eine sicher festgestellte, aber vorerst noch nicht genügend aufgeklärte Erscheinung handelt.

### 128. Wirkung des Nebels.

Ähnliche Verhältnisse liegen bei dem Einfluß des Nebels vor, der, wie es scheint, auch bei Versuchen über See günstig wirkt.

Tatsächlich besitzt die Luft bei Nebel ein ganz besonders kleines Leitvermögen. Es liegt deshalb nahe, ist aber nach 127a kaum berechtigt, dies zur Erklärung herbeizuziehen. Denkbar, aber wenig wahrscheinlich ist, daß der Nebel die Antenne gegen die photoelektrische Wirkung der Lichtstrahlen schützt und dadurch günstig wirkt. Möglich ist auch, daß das Sprühen der Antenne und die dadurch hervorgerufene Ionisation der Luft durch den Nebel reduziert wird, indem die freien Ionen durch die Nebelteilchen gebunden werden\*\*) Laboratoriumsversuche <sup>122)</sup> mit Spulen und künstlichem Nebel ließen keinen Einfluß auf das Sprühen erkennen.

### 129. Einfluß der Erdung des Senders auf die Fortpflanzung der Wellen.

Bei der Bedeutung der Erde für die drahtlose Telegraphie hat man vor allem zwei Fragen streng auseinander zu halten.

1. Welchen Einfluß hat die Erdung der Antenne auf die Schwingungen (Frequenz, Stromverteilung und Stromamplitude, Dämpfung)?

\*) Gegen einen Einfluß des Lichts auf die Schwingungen des Senders spricht auch die Angabe von Marconi, daß der Einfluß des Tageslichts sich erst bei großen Entfernungen (von ca. 250 km an) bemerkbar mache <sup>123)</sup>. Das deutet eher auf eine Absorptionerscheinung hin [vgl. auch 178b].

\*\*) Ein solcher Einfluß der Nebelteilchen existiert tatsächlich; er ist eben die Ursache davon, daß die Luft bei Nebel besonders geringes Leitvermögen besitzt.



## 2. Welche Bedeutung hat die Erde für die Fortleitung der Wellen?

Die erste Frage ist in 87 ff., die zweite in 120 ff. besprochen worden. Außer diesen kann aber noch eine dritte Frage aufgeworfen werden: Ist es für die Ausbreitung der Wellen von Einfluß, ob und in welcher Weise die Antenne des Senders mit der Erde verbunden ist?

Bei Seewasser ist ein derartiger Einfluß absolut unwahrscheinlich, nicht aber bei trockenem Boden. Es wäre z. B. denkbar, daß es für die Ausbreitung der Wellen von Einfluß ist, ob die Erdleitung bis zum Grundwasser geht oder nicht.

Will man diese Frage durch Versuche\*) entscheiden, so ist es unbedingt notwendig, dafür zu sorgen, daß irgend ein Unterschied in der Erdung die Schwingungen auf der Antenne nicht ändert, d. h. daß Frequenz, Dämpfung, Stromamplitude und Stromverteilung dieselbe bleibt. Versuche, bei denen das nicht geschehen ist, können zur Entscheidung der Frage nichts beitragen.

### 130. Der Sicherheitskoeffizient.

Es geht aus 124 und 126 ff. hervor, daß die Wirkung eines gegebenen Senders auf einen bestimmten Empfänger durch verschiedene Umstände, wie Witterung, beeinflußt wird. Will man sich also nach Möglichkeit dagegen sichern, daß eine Station bei einem Zusammentreffen ungünstiger Umstände einfach aufhört zu funktionieren, so ist es unbedingt notwendig, mit einem erheblichen „Sicherheitskoeffizienten“ zu arbeiten. Man muß die „Reichweite“ des Senders, d. h. die Entfernung, bis zu welcher der Empfänger eben noch entfernt sein darf, ohne daß die Zeichen aufhören, erheblich größer machen als die Entfernung der beiden Stationen, welche dauernd miteinander verkehren sollen.

Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie gibt als den von ihr verwendeten Sicherheitskoeffizienten ungefähr 3 an<sup>124)</sup>, d. h. die Reichweite ihrer technischen Stationen soll dreimal so groß sein als die Entfernung, auf welche die Stationen dauernd gebraucht werden.

---

\*) Angaben über solche Versuche sind in der Literatur zahlreich vorhanden.

## Kapitel X.

# Die Wellenanzeiger<sup>125)</sup>.

Der unmittelbare Nachweis der elektromagnetischen Wellen, die von einer Station ausgesandt werden, ist nicht möglich. Man ist stets darauf angewiesen, durch diese Wellen in den Drähten des Empfängers Schwingungen erzeugen zu lassen und diese durch geeignete Apparate nachzuweisen. Daß man diese Apparate als „*Wellenanzeiger*, *Wellenindikatoren*, *Detektoren*“ bezeichnet, ist danach verständlich, obwohl sie tatsächlich nur dazu dienen, die Schwingungen in den Drähten, in welche sie eingeschaltet sind, anzuzeigen.

### § 1. Thermische Wellenanzeiger.

#### 131. Die thermischen Wellenanzeiger für Messungen.

Die Ströme, die durch die Wellen der drahtlosen Telegraphie in den Drähten der Empfänger erzeugt werden, besitzen bei einigermaßen bedeutender Entfernung zwischen Sender und Empfänger eine sehr geringe Amplitude. Will man also die Wärmeentwicklung dieser Ströme zu ihrem Nachweis benützen, so kommen von den früher beschriebenen Apparaten [44 ff.] nur die sehr empfindlichen in Betracht, nämlich Bolometer, Thermoelement, Thermogalvanometer.

Tatsächlich ist bei Messungen im Dienste der drahtlosen Telegraphie das Bolometer vielfach von C. Tissot<sup>126)</sup> und auch von anderen auf ziemlich bedeutende Entfernungen\*) benützt worden. Die Form des Bolometers war dabei im Prinzip diejenige von Fig. 59, der Bolometerdraht sehr dünn und in eine evakuierte Röhre eingeschlossen oder es wurde an Stelle der Brückenordnung die

---

\*) Z. B. 40 km bei Benützung, wie es scheint, eines einfachen Marconi-Senders.

Kompensationsschaltung von Béla Gáti verwendet. Der von R. Fessenden und nach ihm von anderen unter dem Namen „solid barretter“ verwendete Wellenanzeiger besteht im wesentlichen aus einem sehr dünnen Platindraht (sog. Wollastondraht) von 0,015 mm Durchmesser in einem evakuierten Glasgefäß (G Fig. 222). Zur Vermeidung der Wärmeabgabe durch Strahlung ist der Draht außerdem noch durch ein versilbertes Glasgefäß S umgeben. Fessenden benützte diesen Wellenanzeiger jedenfalls zum Teil nicht in der Brückenordnung, sondern mit einem Telephon in den Stromkreis eines Elementes direkt eingeschaltet. Das Telephon reagierte unmittelbar auf die durch die Widerstandsänderung des Drahts hervorgerufenen Stromschwankungen.

Als sehr geeignet zu Messungen mit den Wellen der drahtlosen Telegraphie hat sich das Thermogalvanometer gezeigt, das unter anderen bei den Versuchen von W. Duddell und J. E. Taylor<sup>113)</sup> und auch bei denjenigen von Marconi<sup>127)</sup> über gerichtete Telegraphie Verwendung gefunden hat.

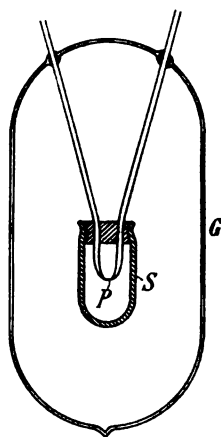


Fig. 222.

### 132. Bedeutung der thermischen Wellenanzeiger.

Hervorragend geeignet sind die genannten thermischen Wellenanzeiger, um gewisse Fragen der drahtlosen Telegraphie durch quantitative Messungen zu entscheiden. In vielen Fällen genügt es hier, wenn Sender und Empfänger einige Kilometer voneinander entfernt sind. Die Empfindlichkeit der thermischen Wellenanzeiger reicht dann aus und sie besitzen gegenüber den anderen Wellenanzeigern den großen Vorteil, daß man bei ihnen genau weiß, was man mißt: ihr Ausschlag ist ausschließlich durch den Stromeffekt bedingt.

In dieser Eigenschaft der thermischen Wellenanzeiger kann aber auch eine Gefahr liegen. Es ist bedenklich, Resultate, die mit thermischen Wellenanzeigern erhalten wurden, ohne weiteres auf Anordnungen, bei denen andere Wellenanzeiger zur Verwendung kommen, zu übertragen.

### 133. Thermodetektoren.

Die in 131 besprochenen Wellenanzeiger genügen den Anforderungen, welche man in der Praxis an die Empfindlichkeit eines

Wellenanzeigers stellen muß, nicht. In neuester Zeit sind aber thermische Wellenanzeiger — unter dem Namen „*Thermotektoren*“ — konstruiert worden, die an Empfindlichkeit anderen Wellenanzeigern nicht nachstehen. Es sind im wesentlichen Thermoelemente, bei denen die hohe Empfindlichkeit nicht durch Verwendung sehr dünner Drähte erreicht wird, sondern durch einen punktförmigen Kontakt zwischen den beiden Körpern, die das Thermoelement bilden.

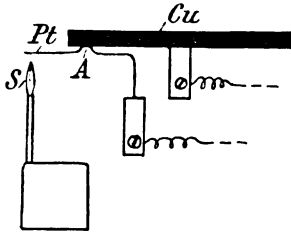


Fig. 223.

Als solche Thermotektoren sind die verschiedensten Kombinationen versucht worden<sup>128)</sup>: L. W. Austin verwendet ein kantiges Stückchen Tellur, das durch eine Feder leicht gegen eine Aluminiumfläche gedrückt wird, G. H. Pickard Silizium-Kupfer, von den verschiedensten Seiten wird Graphit-Bleiglanz benützt. Bei dem Thermotektor von W. Schloemilch (Gesell-

schaft für drahtl. Telegraphie) ist der eine Teil ein Platindrath mit einer kleinen Ausbuchtung (A Fig. 221), die gegen eine Scheibe von oxydiertem Kupfer leicht angedrückt ist. Der Platindrath wird durch ein Spiritusflämmchen erwärmt: es ist also immer eine thermoelektrische Kraft vorhanden; sie wird durch die Schwingungen nicht erst erzeugt, sondern nur geändert. In der Praxis wird dieser Detektor jetzt wohl kaum mehr benützt.

## § 2. Magnetische Wellenanzeiger<sup>129)</sup>.

### 134. Physikalische Grundlage.

In Stahldrähten oder hartgezogenen Eisendrähten möge durch eine von einem Strom durchflossene Spule oder durch einen Stahlmagneten ein magnetisches Feld  $M$  erzeugt werde. Läßt man dann auf die Drähte das Feld einer elektromagnetischen Schwingung z. B. der Entladung eines Kondensatorkreises einwirken, so ist nach Ablauf derselben im allgemeinen die magnetische Induktion in den Drähten nicht mehr dieselbe wie vorher. Man kann also sagen: das Resultat\*) der Einwirkung ist eine sehr rasche Änderung der magnetischen Induktion in den Drähten.

Wiederholt man den Versuch mit denselben Drähten, so ist die Wirkung nur noch äußerst gering. Wenn eine zweite Entladung wieder eine erhebliche Änderung der magnetischen Induktion in den Drähten zur Folge haben soll, so ist es nötig, zwischen der ersten und zweiten Schwingung das magnetische Feld  $M$  zu verändern, z. B. den Strom, der das Feld  $M$  erzeugte, zu verstärken oder abzuschwächen oder, wenn das Feld von einem Stahlmagneten herrührte, die Drähte von demselben zu entfernen oder ihm zu nähern.

Soll also Eisen oder Stahl zum Nachweis elektromagnetischer Schwingungen benützt werden und auf eine beliebige Folge derselben reagieren, so ist un-

\*) Gleichgültig, wie die Vorgänge im einzelnen sein mögen.

erläßliche Bedingung, entweder, daß das äußere Feld sich kontinuierlich ändert, oder daß immer neue Eisenteile an die Stellen, an welchen sie der Wirkung elektromagnetischer Schwingungen ausgesetzt sind, gelangen.

### 135. Marconi's magnetischer Detektor.

Marconi hat, wohl im Anschluß an Versuche von Rutherford, zwei verschiedene Formen verwendet.

a. Die erste ist in Fig. 224 ganz schematisch abgebildet. Ein Bündel von hartgezogenen Eisendrähten befindet sich im Inneren der

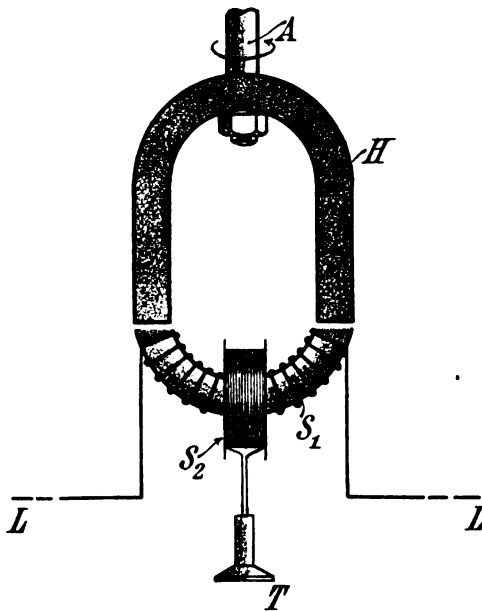


Fig. 224.

Wicklung  $S_1$ , durch welche die Schwingungen des Empfängers hindurchgehen. Das veränderliche magnetische Feld  $M$  erhält man durch Drehung des an der Achse  $A$  befindlichen Hufeisenmagneten  $H$ . Nachgewiesen werden die Schwingungen dadurch, daß die von ihnen hervorgerufene rasche Änderung der magnetischen Induktion in den Eisendrähten eine EMK in der Spule  $S_2$  induziert. Man hört infolge davon in einem angeschlossenen Telephon  $T$  jedesmal ein Knacken, sobald eine elektromagnetische Welle den Empfänger trifft.

b. In der Praxis scheint Marconi nur von der zweiten Anordnung Gebrauch zu machen, die schematisch in Fig. 225

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

16

dargestellt ist. Die Eisendrähte bilden ein endloses Seil  $D$ , das über zwei Schnurscheiben  $R$  läuft und durch ein Laufwerk in Bewegung erhalten wird. Das magnetische Feld  $M$  in den Eisendrähten wird durch zwei Hufeisenmagnete  $H$ , an dessen Polen sie sich vorbeibewegen, hervorgerufen. Der Wirkung der Schwingung werden sie ausgesetzt, wenn sie in das Innere der Spule  $S_1$  gelangen, die in den Empfänger  $L$  eingeschaltet ist. Der Nachweis der Schwingungen geschieht auch hier mit dem Telephon, welches an die Spule  $S_2$  angeschlossen wird.

In neuerer Zeit ist es Marconi gelungen, mit diesem Indikator die Betätigung eines Relais und damit die automatische Niederschrift

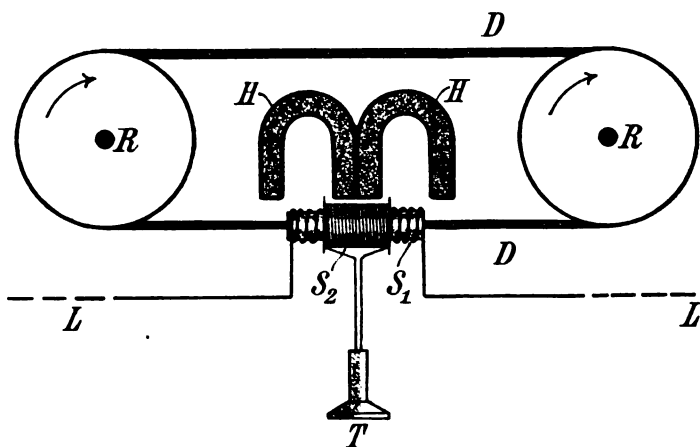


Fig. 225.

der Telegramme [147] zu erreichen. Er sagt <sup>130)</sup> darüber, er habe es erreicht „durch geeignete Anordnung der Stromkreise, hauptsächlich durch Vergrößerung ihrer Länge und durch Benützung einer besonderen Eisensorte. Es sei dadurch möglich geworden, einen langsamer verlaufenden Impuls zu bekommen, der geeignet sei, ein registrierendes Instrument zu betätigen.“ Nähere Angaben darüber liegen, wie es scheint, zur Zeit nicht vor.

### 136. Andere Formen von magnetischen Wellenanzeigern.

Bei einer anderen Klasse von magnetischen Wellenanzeigern befindet sich der Eisenkörper, auf den die Schwingungen einwirken sollen, entweder in einem magnetischen Drehfeld oder er wird selbst in einem konstanten Magnetfeld gedreht. Dahin gehören die Anord-

nungen von R. Arnò, J. A. Ewing und L. H. Walter, eine andere von L. H. Walter und eine von W. Peuckert<sup>131)</sup>.

In der Praxis sind diese Anordnungen meines Wissens bis jetzt nicht verwendet worden. Sie sind wohl auch weniger dafür als für Messungen bestimmt. Für diese besitzen sie den prinzipiellen Vorteil, daß bei ihnen die Wirkung nicht durch den Ablauf einer einzigen Schwingung bestimmt ist (wie bei den Marconi'schen magnetischen Wellenanzeigern), sondern daß die Wirkungen aufeinander folgender Wellenzüge etwa wie bei den thermischen Wellenanzeigern sich bis zu einem gewissen Grade summieren [vgl. 145].

### § 3. Unvollkommene Kontakte.

#### 137. Kohärer mit Metallkörnern<sup>132)</sup>.

In seiner ursprünglichen Gestalt besteht der Kohärer (deutsch auch „Fritter, Frittröhre“ genannt) aus einer nicht leitenden Röhre (z. B. Glasrohr) mit zwei Metallelektroden  $E_1$  und  $E_2$  (Fig. 226), zwischen denen sich kleine Stücke (Körner, Feilspäne) irgend eines Metalls befinden. Ein solcher Kohärer besitzt in normalem Zustand einen fast unendlich hohen Widerstand. Schickt man aber genügend kräftige Schwingungen durch ihn hindurch, so wird sein Widerstand

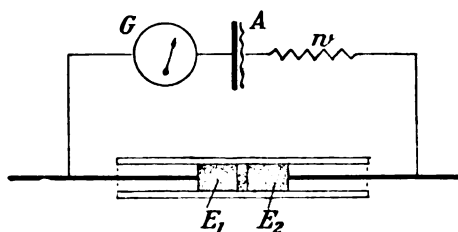


Fig. 226.

sehr vermindert; er geht auf einige tausend, bei manchen Kohärern auf einige hundert Ohm und darunter herab. Diesen geringen Widerstand behält der Kohärer auch nach dem Aufhören der Schwingungen bei. Um ihn wieder in den nicht leitenden Zustand zurückzusetzen, ihn zu „entfritten“, muß man den Kohärer etwas erschüttern, z. B. mit irgend einem Instrument gegen ihn klopfen.

Seit Branly darauf hingewiesen hat, daß diese einfache Anordnung einen Wellenanzeiger bilde, dessen Empfindlichkeit von ganz anderer Größenordnung sei als die damals bekannten, haben sich die Verbesserungen am Kohärer in den folgenden Richtungen bewegt.

a. An der Form des Kohärers ist nicht viel geändert worden. Marconi hat die Elektrodenflächen abgeschrägt (Fig. 227\*), so daß der Raum zwischen denselben keilförmig wird. Befindet sich der engere Teil unten und wird beim Entfritten von unten geklopft, so

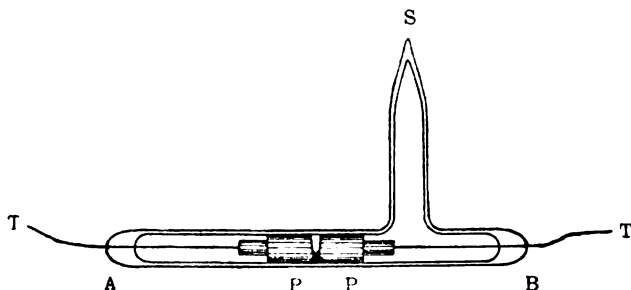


Fig. 227\*).

wird dadurch jedenfalls bis zu einem gewissen Grade verhindert, daß die Körner sich klemmen und ein Entfritten erschweren.

b. Über das Material läßt sich kaum etwas Allgemeines sagen. Marconi verwandte jedenfalls früher nach seinen Angaben Elektroden aus Silber, die leicht amalgamiert wurden, als Füllung ein Gemisch von 96 % Nickel- und 4 % Silberfeilicht. Ähnliche Kohärer hat die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie lange Zeit benützt (Fig. 228). In neuester Zeit hat Schloemilch bei der Gesellschaft

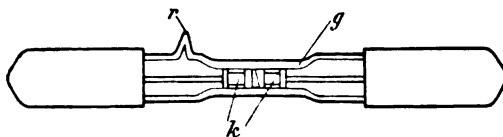


Fig. 228\*\*).

für drahtlose Telegraphie einen besonders empfindlichen Kohärer aus Gold und Aluminium konstruiert: von den Elektroden ist die eine aus Aluminium, die andere aus Gold, die Füllung ist Goldpulver. A. Koepsel ist zu einem sehr zuverlässigen Kohärer gelangt durch Verwendung von Elektroden aus hochglanzpolierten, sehr harten Stahlplatten und Körnern aus einem glasharten Stahl.

Bezüglich der Füllung kommt es durchaus nicht nur auf die chemische Beschaffenheit des Materials, sondern mindestens ebenso

\*) Aus J. A. Fleming<sup>o</sup>), S. 367.

\*\*) Aus einer Broschüre der Gesellschaft f. drahtl. Telegraphie.



sehr auf die Form der Körner an. Für hohe Empfindlichkeit ist es bei den meisten Materialien günstig, wenn die Körner möglichst spitzig und kantig sind. Die Gefahr, daß sich solche Körner klemmen und ein sicheres Entfritten verhindern, wird vermindert, wenn man sorgfältig alle Körner ausschließt, die längliche Gestalt haben.

c. Vielfach werden die Kohärer nach dem Vorgang Marconi's evakuiert. Dadurch wird jedenfalls garantiert, daß das Innere des Kohäriers vollkommen trocken ist, eine besonders wichtige Bedingung für ein sicheres Funktionieren desselben.

d. Manche Kohärer sind für Regulierung der Empfindlichkeit eingerichtet. Bei den Kohätern mit stark keilförmigem Spalt, wie sie z. B. die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie benützt, ist dies einfach dadurch möglich, daß man den Kohärer dreht: die Empfindlichkeit ist am größten, wenn der enge Teil des keilförmigen

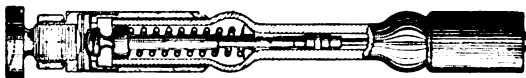


Fig. 229.

Raumes sich unten befindet. Bei anderen Kohätern, z. B. denjenigen von A. Koepsel, ist der Abstand der Elektroden regulierbar, ebenso bei denjenigen von H. Boas (Fig. 229)\*), welch letztere gleichzeitig evakuiert sind. Die Verstellbarkeit der Elektroden trotz luftdichten Abschlusses wird dadurch ermöglicht, daß den Kohärer auf der einen Seite eine biegsame Metallmembran\*\*) abschließt, gegen die von innen die eine Elektrode durch eine Feder fest angedrückt wird. Übt man von außen mit einer Mikrometerschraube einen Druck gegen diese Metallmembran aus, so kann dadurch die eine Elektrode innerhalb gewisser Grenzen verschoben werden.

### 138. Quecksilberkohärer.

a. Bei Versuchen der italienischen Marine wurde ein Kohärer\*\*\*) ausprobiert, der schematisch in Fig. 230 abgebildet ist. In eine Glasröhre sind zwei Elektroden aus Eisen oder eine aus Eisen und eine aus Kohle eingeführt. Zwischen ihnen befindet sich ein Tropfen Quecksilber.

\*) Aus einer Broschüre von H. Boas.

\*\*) Die Metallmembran ist an eine Metallröhre angelötet, die ihrerseits auf das vorher plattinierte Glasrohr aufgelötet ist.

\*\*\*) Wie es scheint, hervorgegangen aus der Idee eines italienischen Signalmaaten, Castelli.

Dieser Kohärer, der auch von Marconi eine Zeitlang bei seinen Versuchen auf sehr große Entfernungen benützt wurde, scheint die Kohärer mit festen Metallkörnern an Empfindlichkeit zu übertreffen. Im Gegensatz zu jenen nimmt er nach dem Aufhören der Schwingungen, die wie bei den Kohärern mit festen Metallkörnern seinen Widerstand vermindern, den ursprünglichen sehr hohen Widerstand von selbst wieder an\*). Gegenwärtig ist dieser Kohärer wohl nicht mehr in praktischem Gebrauch.

b. Einen Quecksilberkohärer anderer Art haben einerseits A. Koepsel, anderseits O. Lodge und A. Muirhead wohl unabhängig voneinander vorgeschlagen<sup>133</sup>). Die Ausführungsform von Lodge und Muirhead ist in Fig. 231 schematisch dargestellt. Ein kleines Stahlrad R,



Fig. 230.

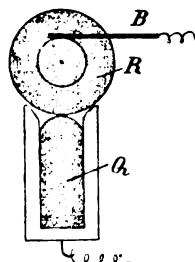


Fig. 231.

dem durch die Schleiffeder B Strom zugeführt werden kann, wird durch ein Uhrwerk oder einen Motor in Umdrehung erhalten. Es taucht ganz wenig in Quecksilber Q, das mit einer Schicht Mineralöl bedeckt ist. Unter normalen Umständen besteht zwischen Stahlrad und Quecksilber kein leitender Kontakt; er stellt sich her, sobald Schwingungen durch den Kohärer hindurchgeleitet werden, und verschwindet von selbst wieder, sobald die Schwingungen aufhören.

Die Kohärer von Lodge und Muirhead scheinen sich nach einem Berichte von W. Preece<sup>134</sup>) in der Praxis gut zu bewähren.

c. Vor kurzem hat L. H. Walter<sup>135</sup>) einen, wie es scheint, sehr brauchbaren Quecksilberkohärer konstruiert, bei dem der empfindliche Kontakt durch einen Tantaldraht und Quecksilber gebildet wird.

### 139. Kohle- oder Graphitkohärer. (Mikrophonkontakt.)

Bei einer weiteren Klasse von Kohärern kommt Kohle oder Graphit zur Verwendung. Zwei lose aufeinander liegende Bogenlampenkohlen oder eine Bogenlampenkohle bzw. ein Graphitstift und ein Draht

\*) Man nennt solche Wellenanzeiger häufig „selbstentfritzend“.

sind die einfachsten, wenn auch nicht praktisch brauchbaren Formen eines solchen Kohärrers; sie genügen ebenso wie jedes Mikrophon, das Hughes schon im Jahre 1879 zum Nachweis elektromagnetischer Schwingungen benützt hat, um die Erscheinung zu demonstrieren. Auch diese Kohärrer ändern, wenn Schwingungen durch sie hindurchgeleitet werden, ihren Widerstand wie Kohärrer mit Metallkörnern. Aber im Gegensatz zu diesen haben sie wie die Quecksilberkohärrer die Eigenschaft, daß sie selbstentfrittend sind.

In der Form, die A. Koepsel diesem Kohärrer gegeben hat, und bei welcher der unvollkommene Kontakt aus einer hochglanzpolierten, sehr harten Stahlplatte und einem harten Graphitstift besteht, wurde dieser Kohärrer längere Zeit in der Praxis gebraucht. Seine Empfindlichkeit ist eine ausgezeichnete, während seine Zuverlässigkeit nicht allen Anforderungen entspricht.

#### § 4. Elektrolytische und andere Wellenanzeiger.

##### 140. Der Wellenanzeiger von De Forest.

In einer Röhre aus nicht leitendem Material befinden sich wie beim gewöhnlichen Kohärrer zwei metallische Elektroden, die halbkugelförmig ausgehöhlt sein können (Fig. 232). Der Zwischenraum

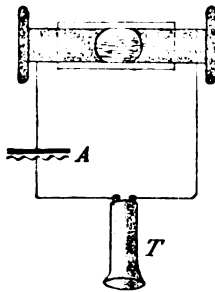


Fig. 232.

zwischen ihnen ist ausgefüllt mit einer Paste, die z. B. bei einer Anordnung aus wasserhaltigem Glyzerin, Metallfeile und pulverisierter Bleiglätte besteht.

Die Wirkung elektromagnetischer Schwingungen auf diesen Wellenanzeiger äußert sich in einer Widerstandsvermehrung, die nach dem Aufhören der Schwingungen von selbst wieder zurückgeht.

De Forest erklärt dieselbe folgendermaßen: Wird dieser Detektor an ein Element angeschlossen, so geht ein kleiner Strom durch denselben hindurch. Die Folge der dadurch hervorgerufenen Elektrolyse ist die Bildung sehr feiner

metallischer Brücken zwischen den Metallfeilspänen. Durch die Einwirkung der Schwingungen werden diese Brücken zerstört. Sobald die Schwingungen aufhören, bilden sie sich durch den Strom des Elements wieder und der Wellenanzeiger nimmt dadurch wieder seinen normalen geringen Widerstand an.

#### 141. Der elektrolytische Detektor von Ferrié, Schlömilch, Fessenden.

Den elektrolytischen Wellenanzeiger von der hier zu beschreibenden Art haben wohl unabhängig voneinander Ferrié, R. Fessenden und W. Schlömilch angegeben. Die Form, in welcher er unter dem Namen „Schlömilch'sche Zelle“ bei der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie verwendet wird, ist folgende (Fig. 233).

In ein Gefäß mit verdünnter Schwefelsäure tauchen zwei Elektroden aus Platindrähten, von denen der eine sehr dünn und mit einer Glasröhre umkleidet ist, aus welcher er nur ein ganz kurzes Stück herausragt. Dieser dünne Draht ist

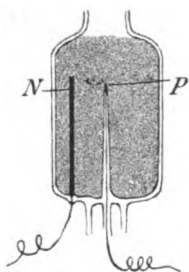


Fig. 233.

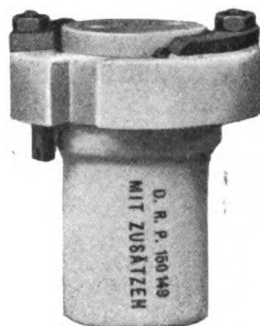


Fig. 234.

mit dem positiven, der dickere mit dem negativen Pol eines Elements verbunden, dessen EMK nur sehr wenig größer ist als die EMK, welche durch die Polarisation der Zelle Platin — verdünnte Schwefelsäure — Platin entsteht. Infolge davon geht ein sehr geringer Strom durch die Zelle hindurch und man erhält z. B. an einem in den Stromkreis eingeschalteten Galvanometer einen sehr geringen Ausschlag. Sobald man aber Schwingungen auf die Zelle wirken läßt, erhält man eine bedeutende Stromverstärkung; ein in den Stromkreis eingeschaltetes Galvanometer zeigt einen starken Ausschlag, in einem eingeschalteten Telephon hört man ein Knacken. Wenn die Schwingungen aufhören, geht der Strom von selbst wieder auf seinen normalen geringen Wert zurück.

a. Charakteristische Eigenschaften der Zelle, von welcher Fig. 234\*) eine Außenansicht gibt, sind:

1. Die Empfindlichkeit ist umso größer, je kleiner die Fläche der positiven Elektrode ist. Die für die drahtlose Telegraphie hergestellten Zellen haben deshalb eine extrem kleine Elektrode. Sie

\*) Aus einer Broschüre der Gesellschaft f. drahtl. Telegraphie. — Bei dieser Form ist die positive Elektrode auswechselbar.

besteht bei der Schlömilch'schen Zelle aus einem in Glas eingeschmolzenen Platindraht von ca. 0,03 mm Durchmesser, der nur ganz wenig aus dem Glasrohr herausragt.

2. Der Widerstand, den die Zelle in normalem, unerregtem Zustand besitzt, beträgt nur einige tausend Ohm, ist also von derselben Größenordnung wie beim Kohärer im erregten Zustand.

3. Der Ausschlag, den ein mit der Zelle in den Stromkreis eingeschaltetes Galvanometer zeigt, oder die Stärke des Knackens in einem eingeschalteten Telephon ist unter sonst gleichen Umständen\*) umso stärker, je größer die Amplitude der Schwingungen ist. Der Ausschlag des Galvanometers oder das Knacken des Telephons zeigt also nicht nur das Vorhandensein von Schwingungen an, sondern gibt auch ein gewisses Maß für die Amplitude derselben<sup>136)</sup> [vgl. 145].

b. In letzter Zeit hat R. Fessenden<sup>137)</sup> gefunden, daß bei seinem „liquid barretter“, der sich vermutlich in der Wirkung von der Schlömilch'schen Zelle nicht wesentlich unterscheidet, die Wiedergabe der Zeichen im Telephon lauter und schärfer wird, wenn man denselben unter einen Druck von 3 bis 4 Atmosphären setzt.

#### 142. Evakuierte Röhren mit glühender Kathode<sup>138)</sup>.

a. J. A. Fleming<sup>139)</sup> hat folgende Beobachtung gemacht. In eine Glühlampe ist eine Elektrode (A, Fig. 235), der man z. B. die

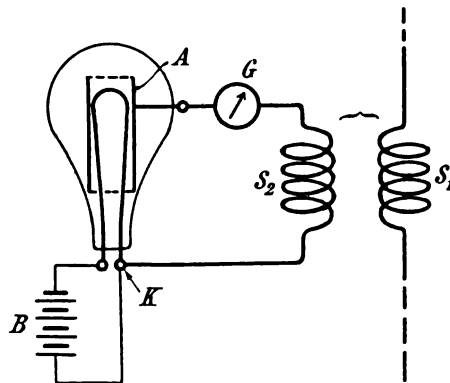


Fig. 235.

Gestalt eines Zylinders gibt, eingeschmolzen. Der Faden der Glühlampe wird durch die Batterie B\*\*) zum Glühen gebracht. An die

\*) D. h. hauptsächlich bei konstantem Dekrement. Von diesem hängt der Ausschlag auch ab, nicht nur von der Amplitude.

\*\*) In die Zuleitung zur Batterie ist eine Drosselspule [146 c] einzuschalten.

Elektrode A einerseits, den Glühfaden andererseits ist eine Leitung angeschlossen, welche ein Galvanometer G oder Telephon und eine Spule  $S_2$  enthält. Auf die Spule  $S_2$  induziert die Spule  $S_1$ . Schickt man dann durch die Spule  $S_1$  Schwingungen hindurch, so daß auch im Kreise A G  $S_2$  K Schwingungen induziert werden, so zeigt das Gal-

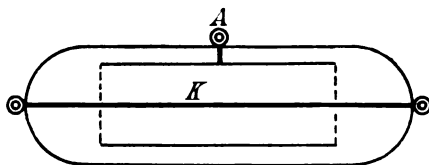


Fig. 236.

vanometer G einen Ausschlag, bzw. man hört im Telephon ein Knacken. Der Ausschlag des Galvanometers geht von selbst zurück, sobald die Schwingungen aufhören. Die Anordnung stellt also einen selbstentfrittenden Wellenanzeiger dar, dem de Forest den Namen „Audion“ gegeben hat.

Mit diesem Wellenanzeiger hat C. Tissot<sup>139)</sup> Messungen auf ziemlich große Entfernungen gemacht. Er gibt an, daß er mit demselben in Verbindung mit einem Carpentiergalvanometer bis auf 50 km arbeiten konnte, doch rügt er die geringe Konstanz der Ausschläge\*). Die Empfindlichkeit dieser Wellenanzeiger muß sehr gut sein, da Marconi sie bei seinen transatlantischen Stationen eingeführt hat.

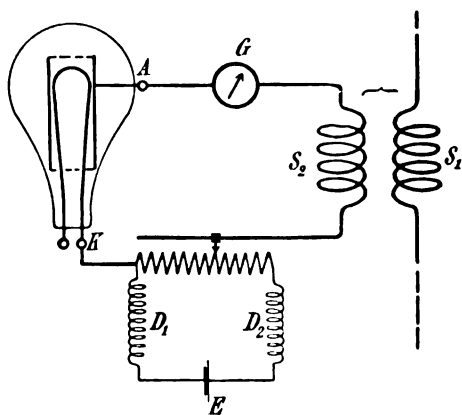


Fig. 237.

b. An Stelle einer Glühlampe und in derselben Weise wie diese kann nach A. Wehnelt<sup>140)</sup> die von ihm konstruierte Röhre verwendet

\*) C. Tissot<sup>139)</sup> gibt eine Art eines Wellenanzeigers mit verdünnter Luft an (eine Art Zehnder'sche Röhre), die nach seiner Angabe weniger empfindlich, aber für Messungen sehr gut geeignet ist.

werden. Diese Röhre (Fig. 236) besitzt als glühende Kathode K einen mit einem Metalloxyd bedeckten Draht, als Anode A einen Hohlzylinder aus Aluminium.

c. Nach Beobachtungen von H. Brandes<sup>141)</sup> ist es beim Gebrauch derartiger Röhren als Wellenanzeiger bei weitem günstiger, in die Leitung, in welcher sich die Röhre befindet, Elemente E einzuschalten, etwa in der Anordnung Fig. 237\*). Wählt man die Spannung an den Polen der Zelle durch Verschieben des Schleifkontakts richtig, so wird die Anordnung bedeutend empfindlicher als ohne Elemente.

#### 143. Psilomelan-, Bleisuperoxyd-Wellenanzeiger.

Es gibt eine Reihe von Stoffen, die, zwischen zwei Metallelektroden gebracht und in der Anordnung von Fig. 235 oder 237 an Stelle der Glühlampe eingeschaltet, eine Änderung des Ausschlags im Galvanometer, bezw. ein Knacken in einem eingeschalteten Telephon ergeben, sobald man Schwingungen durch den Kreis hindurchschickt. Alle diese Stoffe lassen sich deshalb als Wellenanzeiger verwenden.

Dahin gehören nach Beobachtungen von F. Braun<sup>142)</sup> Psilomelan (ein manganhaltiges Mineral), ferner andere Mineralien wie Bleiglanz, Schwefelkies, Pyrolusit, nach Dunwoody<sup>142)</sup> Karborund. Der Psilomelandetektor wurde auf Veranlassung von F. Braun von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie ausgearbeitet; seine Empfindlichkeit ließ sich ungefähr bis zu derjenigen einer Schlömilch'schen Zelle steigern. Auch mit dem Karborunddetektor scheinen gute Erfahrungen vorzuliegen.

In dieselbe Klasse von Wellenanzeigern ist wohl auch derjenige von S. G. Brown<sup>143)</sup> einzureihen, bei dem zwischen einer Elektrode von Blei und einer von Platin sich Bleisuperoxyd befindet\*\*). Das Blei ist mit dem negativen, das Platin mit dem positiven Pole des Elements zu verbinden. Auch die von W. H. Eccles<sup>144)</sup> angegebenen Wellenanzeiger, bei denen ein kristallinischer, nicht metallischer Körper zwischen 2 Metallelektroden zur Verwendung kommt, gehören wohl hierher.

### § 5. Allgemeines über Wellenanzeiger.

#### 144. Die Wirkungsweise verschiedener Wellenanzeiger.

Die Wirkungsweise nicht nur der eben besprochenen Wellenanzeiger, sondern auch derjenigen mit glühbarer Kathode und auch

\*) D<sub>1</sub> D<sub>2</sub> sind Drosselspulen. Die Batterie B und die Zuleitungen zu derselben (Fig. 235) sind in Fig. 237 weggelassen.

\*\*) Derselbe wird von der Cambridge Scientific Instrument Company hergestellt.

der elektrolytischen vom Typus der Schlömilch'schen Zelle, vielleicht auch mancher der „Thermdetektoren“ läßt sich nach H. Brandes<sup>141)</sup> unter einen gemeinsamen Gesichtspunkt bringen.

Alle diese Wellenanzeiger haben das Gemeinsame, daß sie dem Ohm'schen Gesetz nicht folgen, daß also ihre Charakteristik [113] keine gerade, sondern irgend eine gekrümmte Kurve ist.

Dabei können zwei Fälle eintreten:

1. Die Kurve verläuft im ersten und dritten Quadranten nicht symmetrisch (Fig. 238), d. h. der Strom ist bei gleicher Größe, aber verschiedenem Vorzeichen der Spannung verschieden. Dann erhält man, wenn die Spannung von einer Schwingung herrührt, also eine Wechselfspannung ist, nach der einen Richtung einen anderen Strom als nach der anderen. In der Wirkung auf ein Galvanometer heben sich die Ströme nach beiden Richtungen nicht auf, das Galvanometer

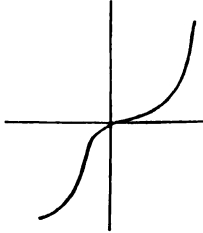


Fig. 238.

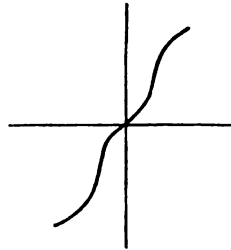


Fig. 239.

gibt, auch ohne daß ein Element eingeschaltet ist, einen Ausschlag, das Telephon ein Knacken\*): die Zelle wirkt, wie man sagt, als „Gleichrichter“\*\*).

2. Die Kurve verläuft symmetrisch im ersten und dritten Quadranten (Fig. 239).

Schickt man dann Schwingungen hindurch, so geht in der einen Richtung genau derselbe Strom hindurch wie in der anderen, die Zelle allein wirkt nicht als Gleichrichter, man bekommt im Galvanometer keinen Ausschlag.

Nun möge aber ein Hilfselement und damit eine konstante Spannung an die Pole der Zelle angelegt werden. Eine Verstärkung der Spannung durch eine Schwingung hat dann eine gewisse Zunahme des Stromes durch die Zelle zur Folge. Eine ebenso große Schwächung

\*) Auf diese Weise erklärt sich die Beobachtung Ferric's, daß die elektrolytische Zelle auch dann als Wellenanzeiger wirkt, wenn gar kein Element im Stromkreis sich befindet.

\*\*) Wenn in der einen Richtung überhaupt kein Strom hindurchgeht, spricht man von „Ventilwirkung“.



der Spannung durch die Schwingungen ruft aber wegen der Krümmung der Charakteristik keine ebenso große Abnahme des Stromes hervor. Die Folge ist, daß der Ausschlag eines Galvanometers sich ändert, bzw. daß man in einem eingeschalteten Telephon ein Knacken hört, sobald man Schwingungen durch die Zelle hindurchschickt: die Zelle mit vorgeschaltetem Element wirkt als Gleichrichter.

Die Gleichrichtwirkung ist, wie Brandes gezeigt hat, umso stärker,

1. je weniger steil gegen die Abszissenachse\*),
2. je stärker gekrümmt

die Charakteristik an der Stelle ist, welche der Spannung des Hilfselements entspricht. Bei der Verwendung solcher Zellen als Wellenanzeiger ist also die Hilfsspannung so zu regulieren, daß man an der günstigsten Stelle der Charakteristik arbeitet.

#### 145. Worauf reagieren die verschiedenen Wellenanzeiger<sup>145)</sup>?

**a.** Es wirke auf einen Wellenanzeiger nur eine einzige Schwingung (z. B. die einmalige Entladung eines Kondensatorkreises).

Dann kommt es für die thermischen Wellenanzeiger nur auf den Stromeffekt, für die magnetischen wohl auf die Amplitude (bzw. Maximalamplitude [53c, 58c]) des Stroms an. Bei den Wellenanzeigern, für die das in 144 Ausgeführte gilt, ist wohl maßgebend die Elektrizitätsmenge, die in der einen Richtung mehr hindurchgeht als in der anderen: diese hängt nicht nur ab von der Amplitude der an ihren Polen auftretenden Spannung, sondern auch noch von der Dämpfung. Beim Kohärer muß jedenfalls ein gewisser Wert der Spannung zwischen den Elektroden vorhanden sein, damit er überhaupt reagiert. Dafür aber, daß sein Widerstand sich stark ändert, ist ein gewisser Stromeffekt nötig. In dieser Beziehung verhält sich also der Kohärer nicht so sehr verschieden von den Thermodetektoren: es kommt auch bei ihm nicht nur auf die Amplitude, sondern auch auf das Dekrement der Schwingung an.

**b.** Es sollen sehr rasch aufeinander folgende Schwingungen vorhanden sein (z. B. ungedämpfte Schwingungen oder Schwingungen der in 105 beschriebenen Art).

Dann sind 2 Fälle möglich:

1. Die Wirkung auf den Wellenanzeiger ist durch die erste

---

\*) Wenn die Ordinaten der Charakteristik  $\propto \omega$ , die Abszissen  $\propto J$  sind.

Schwingung ganz oder nahezu vollkommen bestimmt. Die folgenden Schwingungen tragen zur Wirkung nichts wesentliches mehr bei. Das trifft zu z. B. beim Kohärer und dem magnetischen Detektor von Marconi.

2. Die Wirkung aufeinander folgender Schwingungen summiert sich. Das ist sicher der Fall bei den thermischen Wellenanzeigern, den magnetischen vom Typus des Walter'schen, bis zu einem gewissen Grade bei den elektrolytischen vom Typus des Schlömilch'schen und überhaupt bei denjenigen, auf welche sich das in 144 Gesagte bezieht.

c. Folgen die einzelnen Schwingungen in größeren Abständen (z. B. gedämpfte Schwingungen, erzeugt durch Resonanzinduktor), so hängt es nicht nur vom Wellenanzeiger, sondern auch noch von der Art der Aufnahme der Telegramme ab, ob die Wirkungen der einzelnen Schwingungen sich summieren oder nicht. Es kann z. B. bei telephonischer Aufnahme nur die Wirkung jeder einzelnen Schwingung zur Geltung kommen, dagegen bei der Aufnahme mit Siphonrekorder oder ähnlichem die Wirkung der einzelnen Schwingungen sich summieren.

## § 6. Apparate zur Aufnahme der Telegramme.

### 146. Telephonische Aufnahme.

Am einfachsten gestaltet sich der Aufnahmeapparat bei denjenigen Wellenanzeigern, die nach dem Aufhören der Schwingungen von selbst wieder in den normalen Zustand zurückkehren oder wenigstens sofort wieder im stande sind, eine neue Schwingung anzuzeigen (sämtliche Wellenanzeiger mit Ausnahme des Kohäriers mit Metallkörnern). Bei diesen kann als Aufnahmeapparat ein Telephon verwendet werden.

a. Die einfachste Art der Schaltung ist diejenige von Fig. 240, in welcher J den Wellenanzeiger, T das Telephon, E ein Element und L die Leitung bedeutet, in welcher durch die Wellen Schwingungen erzeugt werden.

Hält man ein derartig eingeschaltetes Telephon ans Ohr, so hört man in demselben bei jeder Schwingung ein Knacken, das in ein Summen übergehen kann, wenn auf der Senderstation die Schwingungen sehr rasch aufeinander folgen. Wird z. B. auf der Senderstation ein „a“ (· —) telegraphiert, so hört man ein ganz kurzes und dann ein länger andauerndes Knacken bzw. Summen. Die Tele-

gramme werden also mit dem Gehör aufgenommen, ähnlich wie bei den Summern, die in der gewöhnlichen Telegraphie Verwendung finden.

b. Für den praktischen Gebrauch muß die Schaltung noch etwas abgeändert werden. Alle telephonischen Indikatoren — so nennt man häufig diejenigen Wellenanzeiger, welche die Verwendung eines Telefons zur Aufnahme der Telegramme erlauben — erfordern eine ganz bestimmte Spannung zwischen ihren Polen, wenn sie empfind-

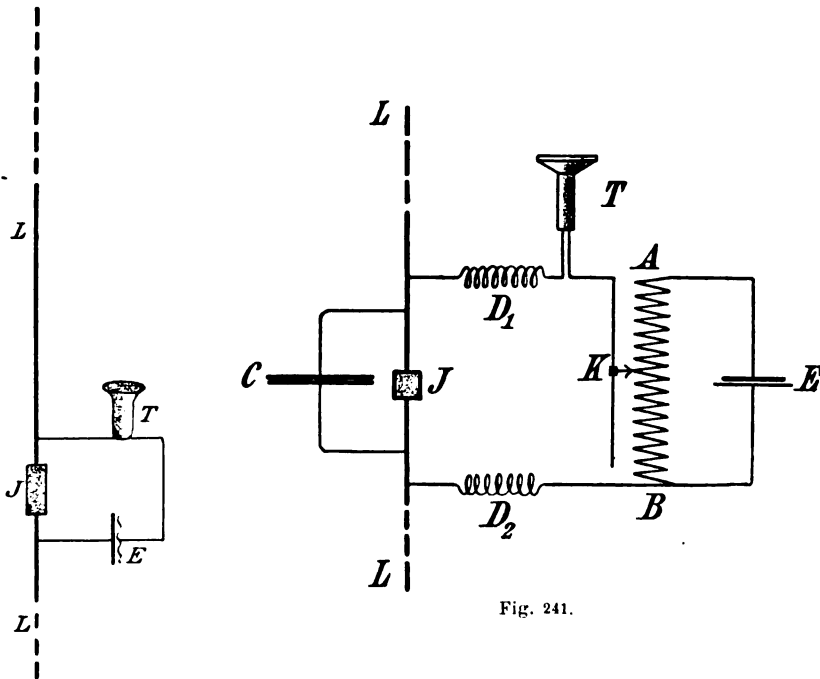


Fig. 240.

Fig. 241.

lich und zuverlässig funktionieren sollen. Um diese zu bekommen, schließt man ein Element E (Fig. 241) von höherer EMK durch einen großen Widerstand AB und verschiebt längs desselben einen Schleifkontakt K\*). Zwischen B und K und demnach auch zwischen den Polen des Wellenanzeigers kann dann jede beliebige Spannung, die unterhalb der elektromotorischen Kraft des Elementes liegt, und demnach auch die für den Wellenanzeiger geeignete Spannung eingestellt werden.

\*) Diese Einrichtung führt häufig den Namen „Potentiometer“.

c. Ungünstig an der bisher beschriebenen Schaltung würde noch sein, daß die Schwingungen in der Leitung  $L$  im allgemeinen sich verzweigen: ein Teil würde durch die Telephonleitung  $TE$  (Fig. 240) und nur ein Teil durch den Wellenanzeiger hindurchgehen. Um dies zu vermeiden, werden noch zwei Drosselspulen  $D_1, D_2$  (Fig. 241) unmittelbar neben der Abzweigungsstelle eingeschaltet, um den Schwingungen den Weg in die Telephonleitung zu verlegen.

Außerdem kann es für die Klarheit und Stärke der Zeichen im Telephon günstig sein, parallel zum Wellenanzeiger einen Kondensator  $C$  (Fig. 241) von geeigneter Kapazität zu legen\*).

#### 147. Automatische Registrierung der Telegramme.

Bei verschiedenen Wellenanzeigern (Quecksilberkohärer von Lodge und Muirhead, Schlömilch'sche Zelle) kann das Telephon als Aufnahmeapparat ersetzt werden durch ein Galvanometer. Wird es mit dem Wellenanzeiger und einem Element in Serie geschaltet, so gibt es einen Ausschlag, der nach dem Aufhören der Schwingungen wieder zurückgeht. Damit ist auch unmittelbar eine automatische Niederschrift der Telegramme auf verschiedene Art möglich.

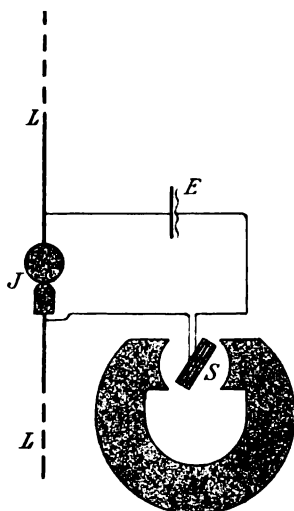


Fig. 242.

a. Die Art\*\*), welche Lodge und Muirhead bei ihrem Quecksilberkohärer angewandt haben, ist folgende (Fig. 242)\*\*\*). Mit der

\*) Meist dient dieser Kondensator besonderen Zwecken [vgl. 157].

\*\*) Die ganze Anordnung heißt häufig „Siphonrekorder“.

\*\*\*)  $M$  ist der Hufeisenmagnet des Drehspulgalvanometers.

Spule S eines Drehspulgalvanometers ist ein Schreibstift fest verbunden. Er berührt einen Papierstreifen, der wie beim Morseapparat durch ein Laufwerk bewegt wird. Dreht sich die Spule, so wird der Schreibstift abgelenkt und zwar senkrecht zur Bewegungsrichtung des Papiers.

Solange der Wellenanzeiger nicht erregt ist, bewegt sich auch die Spule nicht, der Schreibstift schreibt einfach einen Strich (Fig. 243 zwischen a und b).

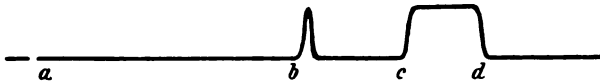


Fig. 243.

Wird der Wellenanzeiger nur kurze Zeit erregt und der Schreibstift demnach nur kurze Zeit abgelenkt, so entsteht auf dem Papier das Bild von Fig. 243 bei b — Punkt des Morsealphabets —, während einem Strich des Morsealphabets das Bild von Fig. 243 c—d entspricht.

b. In neuester Zeit hat man das Drehspulgalvanometer in der Anordnung von Lodge und Muirhead durch das sehr viel empfindlichere

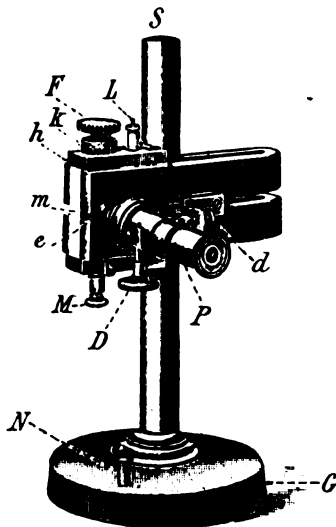


Fig. 244 a.

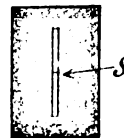


Fig. 244 b.

und weniger träge Saitengalvanometer ersetzt und die Aufnahme der Telegramme auf photographischem Wege bewerkstelligt <sup>146)</sup>.

Das Saitengalvanometer (Fig. 244 a)\*) besteht bekanntlich aus einem feinen Draht (Band, oder leitend gemachten Quarzfaden), der

\*) Die Abbildung ist einem Katalog des physik.-mech. Instituts von Prof. Dr. Edelmann & Sohn (München), welches diese Saitengalvanometer herstellt, entnommen.

zwischen den Polen eines Magneten senkrecht zu den Kraftlinien ausgespannt ist (in Fig. 244 a zwischen F und M). Schickt man Strom durch den Draht, so wird er aus seiner Ruhelage senkrecht zur Richtung der Kraftlinien herausgebogen.

Der Draht bewegt sich vor einem ganz engen Spalt, durch den Licht hindurchfällt (Fig. 244 b). Photographiert man das Bild des Spalts und Drahts auf einem photographischen Streifen, der senkrecht zur Richtung des Spalts bewegt wird, so erhält man, wenn der Draht in Ruhe ist, im Negativ ein breites dunkles Band, durch-

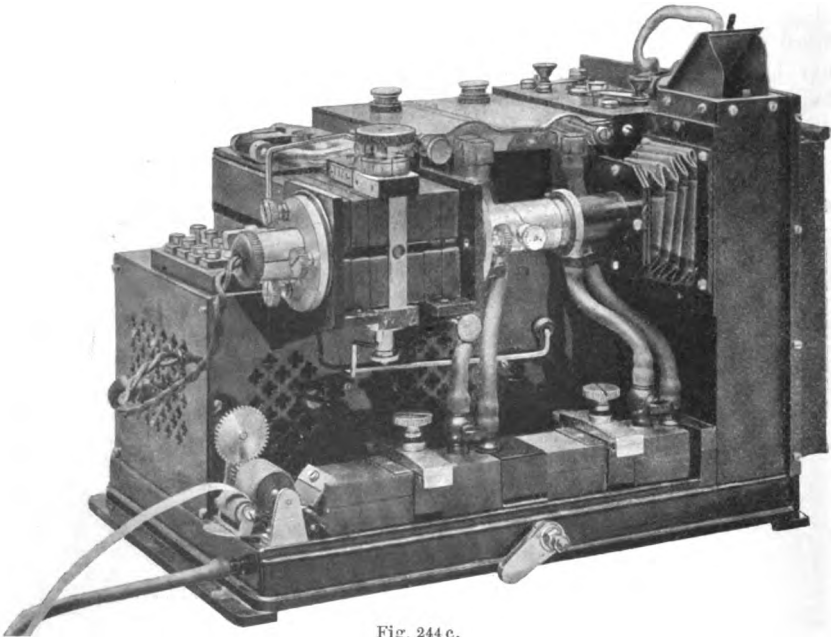


Fig. 244 c.

zogen von einer feinen hellen geraden Linie. Wird dagegen der Draht einmal kurz, dann längere Zeit aus seiner Ruhelage abgelenkt, so entsteht eine helle Linie von der Gestalt der schwarzen Linie in Fig. 243.

Ein ausgeführter Schreibapparat ist in Fig. 244 c abgebildet\*), links oben befindet sich ein kleines Glühlämpchen (man sieht den Steckkontakt mit Litze), weiter nach rechts das Saitengalvanometer, noch weiter nach rechts das mikro-photographische Objektiv mit Kamera. Der lichtempfindliche Streifen kommt links unten aus dem Apparat heraus, nachdem er Gefäße mit Entwickler und Fixierbad passiert hat.

\*) In der Ausführung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, der ich die Photographie verdanke. — Ganz ähnlich sind auch alle anderen derartigen Empfangsapparate konstruiert.

c. An Stelle eines Galvanometers kann ein sog. Relais verwendet werden, das den Stromkreis eines Morseapparats (Farbschreibers) schließt und öffnet (Fig. 245).

Die Konstruktion eines polarisierten Relais, dessen man sich gewöhnlich bedient, ist wohl aus der schematischen Fig. 246 (a Ansicht von oben, b von

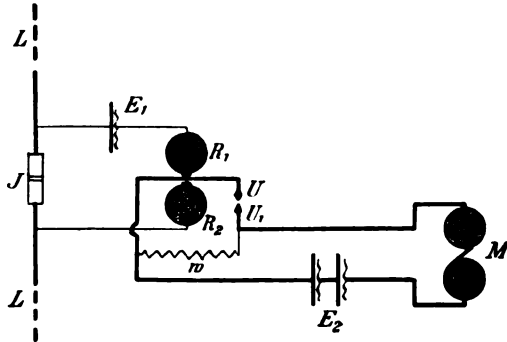


Fig. 245.

der Seite) unmittelbar zu entnehmen. M ist ein Stahlmagnet, der den einen Pol in A, den andern in B hat. Auf dem letzteren sitzen die Eisenkerne  $B_1, B_2$ , der

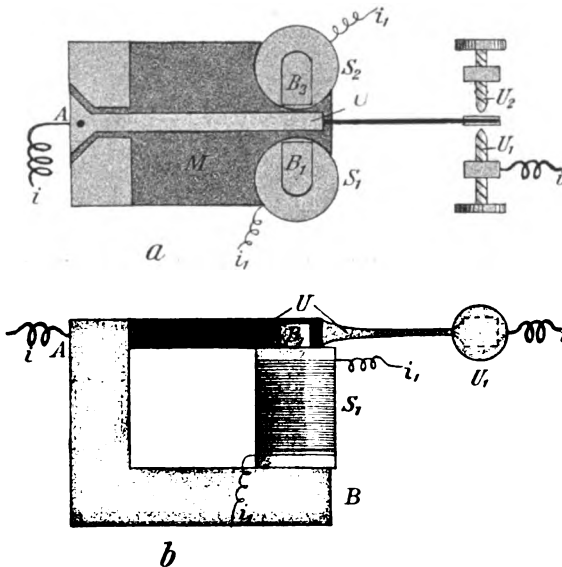


Fig. 246.

Spulen  $S_1$  und  $S_2$ , welche mit dem Wellenanzeiger und einem Element in einem Stromkreis  $i_1$  sich befinden. U ist ein beweglicher Anker (Relaiszunge), welcher den Kontakt  $U_1$  und damit den Stromkreis  $i_1$ , in welchem außer einem oder mehreren Elementen der Morseapparat (M Fig. 245) sich befindet, schließt bzw. öffnet.

Die Empfindlichkeit eines solchen Relais ist ziemlich beträchtlich. Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie gibt an<sup>147)</sup>, daß die ihrigen sicher ansprechen, wenn sie mit 1,4 Volt und einem Vorschaltwiderstand von 100 000 Ohm betrieben werden. Eine derartige Empfindlichkeit ist nur zu erreichen, wenn die Einstellvorrichtungen, welche die Entfernung  $B_1 B_2$  und den Kontakt  $UU_1$  regulieren, besonders fein und empfindlich gearbeitet sind. Dazu muß eine peinliche Ausbalancierung des Ankers U kommen, da er sonst durch Erschütterungen, besonders auch an Bord durch das Schlingern des Schiffes, gestört würde.

In neuester Zeit hat die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie bei ihren Relais eine magnetische Regulierung<sup>147)</sup> eingeführt: durch

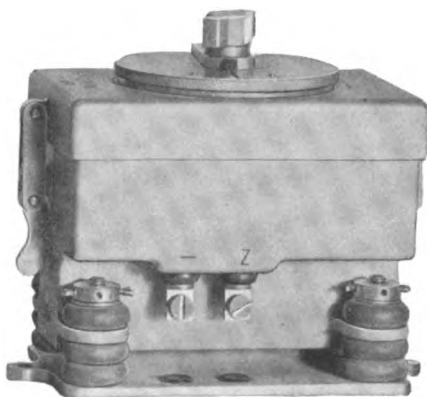


Fig. 247.

Drehung eines auf dem Relaisgehäuse angebrachten Weicheisenstücks wird das magnetische Feld im Innern geändert und dadurch eine Regulierung erzielt. Dabei kann das Relaisgehäuse dicht abgeschlossen und die Einstellschrauben können ein für allemal fest eingestellt sein. Fig. 247 ist die Außenansicht eines solchen Relais.

Es mag auf den ersten Blick auffallend erscheinen, daß man nicht statt des Relais einfach den Morseapparat in denselben Stromkreis wie den Wellenanzeiger einschaltet. Allein einerseits darf bei sämtlichen Wellenanzeigern die Spannung, die sich zwischen ihren Polen im unerregten Zustand befindet, eine gewisse Höhe (höchstens 2 Volt, meist viel weniger) nicht übersteigen. Auf der anderen Seite dürfen die meisten Wellenanzeiger in erregtem Zustand von keinem einigermaßen beträchtlichen Strom (vielfach kleiner als  $\frac{1}{1000}$  Amp.) durchflossen werden, wenn sie betriebsfähig bleiben sollen. Bei einer so geringen Spannung verbunden mit einem so geringen Strom ist es aber wohl möglich ein empfindliches Relais, nicht aber einen Morseapparat zu betreiben. —



Aus demselben Grunde und in derselben Weise wie bei der telephonischen Aufnahme von Telegrammen werden auch bei den Anordnungen, welche zur automatischen Niederschrift der Telegramme dienen, in die Leitung, welche das Galvanometer bzw. das Relais enthält, Drosselspulen eingeschaltet.

#### 148. Aufnahmeapparat für den Metallkörner-Kohärer.

Der Aufnahmeapparat, der in Fig. 246 schematisch dargestellt ist, genügt wohl für Wellenanzeiger, die nach dem Ablauf einer Schwingung sofort wieder zur Aufnahme einer neuen Schwingung geeignet sind, nicht aber für den Metallkörner-Kohärer. Würde man ihn in einen solchen Empfangsapparat einschalten, so würde bei der ersten Schwingung der Kohärer leitend und er würde es bleiben. Infolge

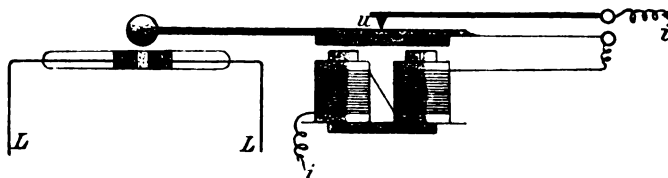


Fig. 248.

davon würde das Relais den Stromkreis des Morseapparats dauernd schließen und der Farbschreiber einfach eine fortlaufende Linie aufschreiben.

a. Es ist also unbedingt notwendig ein Apparat, der den Kohärer nach dem Aufhören einer Schwingung sofort wieder entfrittet. Dieser Apparat ist der sog. „Klopfer“. Wie aus der schematischen Fig. 248 hervorgeht, ist seine Anordnung genau dieselbe wie bei einer elektrischen Klingel: der Klöppel schlägt gegen den Kohärer und entfrittet ihn dadurch.

Nicht unwesentlich ist die Art, wie der Klöppel gegen den Kohärer schlägt. Bei manchen Kohärern ist bei weitem am besten ein sanfter, leichter Schlag. Bei anderen ist es gut, wenn der Klöppel kräftig dagegen rasselt.

Bei der Schaltung von Fig. 249 ist der Kohärer unmittelbar, ehe der Klopfer gegen ihn schlägt, von Strom durchflossen. Sobald ihn der Schlag des Klopfers trifft, wird dieser Strom unterbrochen, und zwar liegt die Unterbrechungsstelle eben im Kohärer. Trotz aller Vorsichtsmaßregeln [150] werden dabei Fünkchen auftreten, welche die Körner des Kohärers angreifen, und es liegt die Gefahr vor, daß dadurch nachher ein sicheres Entfritten erschwert und die

Lebensdauer des Kohärrers beschränkt wird. Um dies zu vermeiden, wird zum Teil (z. B. bei der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie) die Anordnung so getroffen, daß der Klopfer, ehe er den Kohärer trifft, den Kohärerstromkreis öffnet, so daß der Kohärer stets in stromlosem Zustande erschüttert wird.

b. Eingeschaltet wird der Klopfer (K Fig. 249) gewöhnlich parallel zum Farbschreiber (M Fig. 249); sobald der Kohärer leitend geworden ist und das Relais den Stromkreis des Farbschreibers geschlossen hat, tritt auch sofort der Klopfer in Tätigkeit. Darin kann eine gewisse Schwierigkeit liegen, wenn ein Strich des Morsealphabets telegraphiert wird. Durch die erste Welle wird der Kohärer leitend,

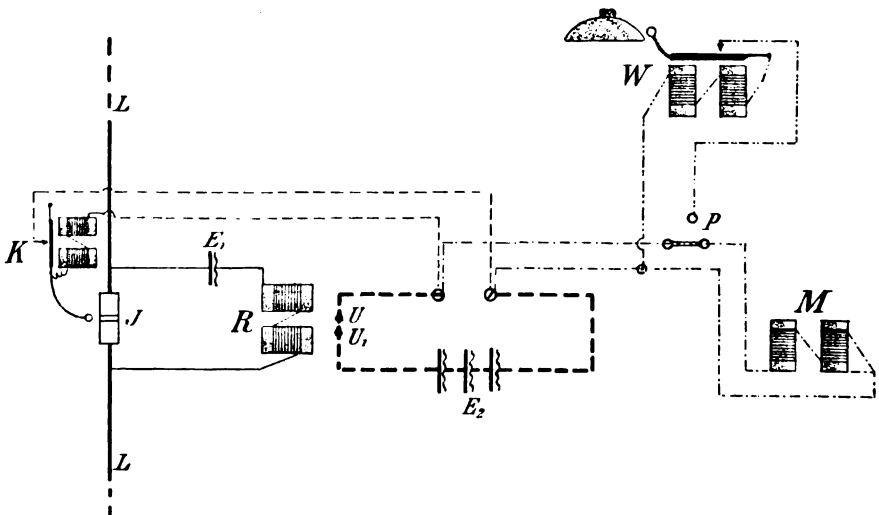


Fig. 249.

das Relais, der Farbschreiber, aber auch der Klopfer tritt in Tätigkeit. Sobald er den Kohärer trifft, wird dieser entfrittet, die Relaiszunge öffnet den Stromkreis des Farbschreibers. Die Farbbrolle verläßt den Papierstreifen, gegen den sie eben angedrückt worden war. Durch die nächste Welle wird der Kohärer wieder leitend und das Spiel wiederholt sich. Das Resultat ist also: Der Farbschreiber schreibt statt eines zusammenhängenden Strichs eine Reihe von Punkten, die Anlaß zu Mißverständnissen geben können.

Bei manchen Apparaten ist dieser Fehler schon dadurch vermieden, daß die Relaiszunge und der Hebel des Farbschreibers teils wegen ihres Trägheitsmoments, teils wegen der magnetischen Hysterisis in den Spulen den schnellen Stromunterbrechungen durch den Klopfer gar nicht folgen. Ist dies doch der Fall, so kann der Fehler unter Umständen in einfacher Weise beseitigt werden. Man schaltet parallel zur Unterbrechungstelle  $U, U_1$  am Relais (Fig. 245) einen größeren Widerstand ( $w$  Fig. 245), so daß durch das Relais der Strom in den Spulen des Morseapparats nur verstärkt und geschwächt, aber nicht vollkommen unterbrochen wird. Es ist dann in den Eisenkernen stets ein gewisses magnetisches

Feld vorhanden, die durch die Hysteresis hervorgerufene Trägheit wird dadurch verstärkt und der Hebel bleibt während einer Reihe von rasch aufeinander folgenden Wellen gegen die Spulen und damit auch gegen den Papierstreifen angedrückt und die Farbbrolle schreibt demnach einen Strich auf.

#### 149. Der Anruf.

Zu allen Aufnahmeapparaten, bei denen ein Relais verwendet wird, gehört außerdem eine elektrische Klingel, der sog. *Wecker* (W Fig. 249)\*). Er dient dazu, die Leute auf der Empfangsstation an den Apparat zu rufen.

Die Empfangsstation darauf aufmerksam zu machen, daß ein Telegramm übermittelt werden soll, ist unerlässlich, wenn das Telegramm sofort beantwortet oder ein darin enthaltener Auftrag sofort ausgeführt werden soll (Armee, Marine). Zur Aufnahme der Telegramme allein würde es nicht unbedingt nötig sein; es gibt bekanntlich Farbschreiber, die so eingerichtet sind, daß das Laufwerk selbsttätig in Bewegung gesetzt wird, sobald ein Telegramm kommt, und aufhört zu laufen, wenn nicht mehr telegraphiert wird\*\*).

#### 150. Schutz der Wellenanzeiger gegen die Wirkungen der Hilfsapparate.

Die Hilfsapparate haben eine Komplikation im Gefolge. Bei der Schaltung von Fig. 249 tritt an drei Stellen der Fall ein, daß ein Stromkreis unterbrochen wird, welcher Spulen mit Eisenkernen, also mit ziemlicher Selbstinduktion enthält. Man bekommt deshalb ziemlich hohe Spannungen und Funken an den Unterbrechungsstellen. Die Folge davon können elektromagnetische Wellen sein, welche den Wellenanzeiger erregen. Aber auch wo das nicht der Fall ist, kann durch die Unterbrechung der verhältnismäßig beträchtlichen Ströme in dem Stromkreis des Wellenanzeigers eine EMK induziert werden, welche den Wellenanzeiger zum Ansprechen bringt.

Man vermindert oder vermeidet diesen Fehler dadurch, daß man parallel zur Unterbrechungsstelle und parallel zu den Spulen mit Eisenkernen selbstinduktionslose Widerstände von passender Größe oder auch Polarisationszellen (z. B. zwei Platindrähte als Elektroden in verdünnter Schwefelsäure) legt.

---

\*) P ist ein Umschalter, der gestattet, bald den Farbschreiber M, bald den Wecker W einzuschalten.

\*\*) Bei der drahtlosen Telegraphie ist ihre Verwendung bedenklich, da auch bei atmosphärischen Störungen immer ein Stück von dem Papierstreifen abläuft.

Werden die Polarisationszellen so gewählt, daß die EMK der Polarisation ebenso groß ist wie die EMK der Elemente des Stromkreises, so stellen sie einen nahezu unendlich großen Widerstand dar; es geht im Ruhezustand kein merkbarer Strom durch dieselben hindurch. Für die höhere EMK dagegen, die bei der Stromunterbrechung induziert wird, repräsentieren die Zellen einen sehr kleinen Widerstand. Darin liegt der prinzipielle Vorteil vor Drahtwiderständen. Sollen diese wirksam sein, so dürfen sie nicht zu groß sein. Dann aber ist unabwendbar, daß je kleiner der Widerstand ist, umso größer auch der Strom im Ruhezustand und die dadurch bedingte Schwächung der Elemente wird. Diesem Vorteil der Polarisationszellen stehen aber gewisse praktische Nachteile gegenüber, weshalb man in der Praxis gegenwärtig den Drahtwiderständen den Vorzug zu geben scheint.

Auch Kondensatoren eventuell in Verbindung mit Drosselspulen und induktionslosen Widerständen können mit Erfolg benutzt werden.

### 151. Vergleich der verschiedenen Arten von Wellenanzeigern.

a. Die hauptsächlichsten Gesichtspunkte, welche für die Beurteilung der praktischen Brauchbarkeit eines Wellenanzeigers in Betracht kommen, sind:

1. Empfindlichkeit,
2. Betriebssicherheit,
3. zulässige Telegraphiergeschwindigkeit,
4. Einfachheit der notwendigen Apparate,
5. Möglichkeit eines Anrufs und
6. der automatischen Niederschrift der Telegramme,
7. Brauchbarkeit für abgestimmte Telegraphie.

b. Bezüglich der Empfindlichkeit ist es für den praktischen Gebrauch von besonderer Bedeutung, ob bei dem Wellenanzeiger die Wirkung mehrerer aufeinander folgender Schwingungen sich summiert oder nicht [145]. Nur im ersten Falle (z. B. Thermodetektoren) ist der Wellenanzeiger für ungedämpfte Schwingungen geeignet, nur in diesem Falle bietet bei den gedämpften Schwingungen die Erhöhung der Entladungszahl einen Vorteil.

c. Hohe Empfindlichkeit hat praktische Bedeutung nur, wenn sie gleichzeitig mit genügender Betriebssicherheit verbunden ist. Darüber, wie sich die verschiedenen Wellenanzeiger in dieser Beziehung verhalten, läßt sich schwer etwas Allgemeines sagen, da es dafür nicht nur auf die Art des Wellenanzeigers, sondern hauptsächlich auch auf die Sorgfalt, mit der das einzelne Exemplar hergestellt wurde, ankommt.

Jedenfalls ungünstig sind bezüglich der Sicherheit die Kohle- oder Graphitkohärer; sie sind wenig zuverlässig, wenn auch unter Umständen sehr empfindlich.

Beim Metallkörner-Kohärer ist es jedenfalls möglich, Exemplare anzufertigen, welche an Empfindlichkeit und Sicherheit den praktischen Anforderungen genügen. Es scheint dies aber doch mehr Schwierigkeit zu haben als bei manchen anderen Wellenanzeigern\*). Denn beim Kohärer ist unter sonst gleichen Umständen die Sicherheit umsomehr gefährdet, je mehr die Empfindlichkeit gesteigert wird, während z. B. bei den elektrolytischen Detektoren ein solches Verhältnis nicht zu bestehen scheint. Außerdem gelangt man beim Kohärer mit der Empfindlichkeit, wenn die Sicherheit nicht notleiden soll, überhaupt nicht so weit, wie bei manchen anderen Wellenanzeigern. Wo es auf die Erreichung möglichst großer Entfernungen ankommt (Rekordversuche), verwendet man deshalb wohl nie Metallkörner-Kohärer. Andererseits, wenn mit einem elektrolytischen oder ähnlichem Wellenanzeiger eine gewisse Entfernung erreicht worden ist, so folgt daraus durchaus nicht, daß man auch mit einem Metallkörner-Kohärer auf dieselbe Entfernung gelangt sein würde.

d. Bezüglich der in a unter 3 bis 6 genannten Punkte werden die Verhältnisse am übersichtlichsten, wenn man vergleicht einerseits einen Metallkörner-Kohärer, der nur in Verbindung mit einem Relais und Klopfer etc. gebraucht werden kann, und andererseits einen selbstentfrittenden Wellenanzeiger, von dem angenommen werden soll, daß er nur für die telephonische Aufnahme der Telegramme geeignet ist.

1. Die zulässige Telegraphiergeschwindigkeit ist jedenfalls beim telephonischen Empfänger größer als beim Kohärer. Der Grund ist hauptsächlich der, daß bei letzterem eine Reihe von mechanischen Apparaten in Bewegung gesetzt werden muß und zwar so, daß die Apparate der Natur der Sache nach erst nacheinander in Tätigkeit kommen können. Bei den Wellenanzeigern für telephonische Aufnahme erfolgt die Selbstentfrittung außerordentlich rasch, und die einzige Masse, die in Bewegung gesetzt werden muß, ist die äußerst empfindliche Telephonmembran.

2. Auch bezüglich der Einfachheit und damit auch der Billigkeit der Apparate sind die telephonischen Wellenanzeiger den Körner-

---

\*) Man darf aber die technischen Körnerkohärer nicht verwechseln mit denjenigen, die früher häufig für Demonstrationszwecke aus einer Glasröhre, zwei beliebigen Drähten als Elektroden und mit Metallfeile oder kleinen Metallschrauben von beliebiger Form und beliebigem Metall zusammengebaut wurden.

kohärern weit überlegen. Man braucht nur die Fig. 241 und 249 zu vergleichen\*), um das zu sehen. Tatsächlich ist aber die Komplikation, welche die Hilfsapparate hervorrufen, noch größer, als es der bloße Vergleich der beiden Figuren zeigt. Schon bei einer ruhenden Station genügt es nicht, wenn das Relais ein für allemal eingestellt wird, sondern es ist meist nötig, dasselbe von Zeit zu Zeit nachzu-regulieren; das erfordert Leute von einiger Erfahrung und Geschicklichkeit. Bei den fahrbaren Stationen der Armee aber, die beim Fahren außerordentlich starken Erschütterungen ausgesetzt sind, ist ein Relais fast unverwendbar.

3. Auf der anderen Seite stellen aber die Hilfsapparate des Metallkörner-Kohärsers nicht nur ein notwendiges Übel dar. Der Körnerkohärer mit seinen Hilfsapparaten leistet tatsächlich auch mehr als ein telephonischer Wellenanzeiger: er ermöglicht den Anruf der Station und die automatische Niederschrift der Telegramme. Auf die automatische Niederschrift der Telegramme muß überall größter Wert gelegt werden, wo es darauf ankommt, daß die Telegramme mit absoluter Genauigkeit reproduziert werden (Chiffretelegramme, Militär und Marine), und überall da, wo es nötig ist, nachher ein Dokument in der Hand zu haben.

Der Anruf ist da, wo eine automatische Niederschrift der Telegramme möglich ist, wenigstens für die Aufnahme der Telegramme nicht notwendig. Sollen aber die Telegramme mit dem Telephon abgehört werden, so sind nur drei Fälle möglich. Entweder es ist auf jeder Station eine Person vorhanden, die andauernd das Telephon an den Ohren hat, oder man rüstet die Stationen außer den Apparaten für die telephonische Aufnahme auch noch mit Kohärer und den dazu nötigen Hilfsapparaten aus. In beiden Fällen verliert natürlich die Anordnung den Vorzug der Einfachheit und Billigkeit, im ersten Fall, weil viele Leute, im zweiten, weil viele Apparate nötig werden. Andererseits gewinnt man im zweiten Falle\*\*) durch die doppelte Empfangsmöglichkeit sehr an Betriebssicherheit.

Eine dritte Möglichkeit ist die, daß nur zu vereinbarten Tageszeiten telegraphiert wird, so daß man nur während dieser nötig hat,

---

\*) Dabei fehlen in Fig. 249 noch die Drosselspulen [147c] und die Anordnungen zum Schutz gegen Störung durch die Hilfsapparate [150].

\*\*) Für diesen hat sich z. B. die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie und auch die Marconi-Gesellschaft entschieden. Beide rüsten oder rüsteten wenigstens früher ihre kommerziellen Stationen sowohl mit Körnerkohärer und Relais als auch mit einem Wellenanzeiger für telephonische Aufnahme aus.

Leute an den Apparat zu setzen. Dieses Aushilfsmittel, das z. B. bei dem Verkehr der Marconi'schen Poldhustation mit den transatlantischen Dampfern gebraucht wurde, ist aber nicht allgemein anwendbar.

e. Der Vergleich in d kann auf den ersten Blick als verfehlt erscheinen. Man könnte denken, daß die dort gemachte Annahme, wonach telephonische Aufnahme und Betrieb eines Relais bei demselben Wellenanzeiger sich ausschließen, nicht zutrifft, daß vielmehr die selbstentfrittenden Wellenanzeiger sowohl zur telephonischen Aufnahme als zur Aufnahme mit Relais geeignet sein und demnach die Vorzüge beider Anordnungen vereinigen müßten.

Das ist indes nicht der Fall. In der Regel haben die selbstentfrittenden Wellenanzeiger die Eigentümlichkeit, daß sie zum Betrieb eines Relais entweder gar nicht (Kohle- und Graphitkohärer), oder wenigstens nicht sehr gut (elektrolytische Detektoren) geeignet sind. Man ist bezw. war bis vor kurzem tatsächlich vor die Wahl gestellt, entweder einen nicht selbstentfrittenden Wellenanzeiger zu nehmen, bei dem die Verwendung eines Relais möglich, aber auch notwendig ist, oder aber einen selbstentfrittenden, der ein Relais nicht braucht, aber auch nicht im stande ist, ein solches zu betätigen\*) und damit einen Anruf und eine automatische Niederschrift der Telegramme zu leisten.

Bezüglich der automatischen Niederschrift der Telegramme bildete indessen schon der Quecksilberkohärer von Lodge und Muirhead eine Ausnahme. Er ist selbstentfrittend, also zweifellos für telephonische Aufnahme geeignet, außerdem aber auch mit Hilfe des Siphonrekorders zum automatischen Aufzeichnen der Telegramme geeignet.

In neuerer Zeit ist zu den Wellenanzeigern, die sowohl für telephonische Aufnahme als auch für den Betrieb eines Siphonrekorders geeignet sind, auch noch der Bleisuperoxyd-Detektor von Brown hinzugekommen\*\*) <sup>148)</sup>. Eine ziemlich allgemeine Wandlung der Dinge ist aber durch die Verwendung von Saitengalvanometer und photographischer Aufzeichnung der Telegramme eingetreten: dafür scheint eine große Anzahl von telephonischen Wellenanzeigern auszureichen (z. B. Thermodetektoren), welche zum Betrieb eines Relais nicht geeignet sein würden.

Auch bezüglich des Anrufs scheinen die Verhältnisse sich zu

---

\*) Auch Marconi <sup>150)</sup> hat diese Erfahrung ausgesprochen.

\*\*) Vermutlich sind auch noch andere der in 143 besprochenen Wellenanzeiger dafür geeignet.

ändern. Fessenden<sup>149)</sup> gibt an, ein brauchbares Telephonrelais erfunden zu haben: jedes Zeichen, das mit dem Ohr gehört werden könne, genüge auch, um mit Hilfe eines Relais eine Klingel in Betrieb zu setzen. Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie hat eine sehr einfache Anordnung eingeführt, die bei Thermodetektoren einen Anruf ermöglicht. Wenn sich diese Anordnung bewährt, so wird wohl der Kohärer, dessen Gebrauch schon in den letzten Jahren sehr eingeschränkt wurde, fast ganz aus der Praxis verschwinden.

f. Eine Bestätigung der in d angegebenen Regel bildete bis vor nicht zu langer Zeit auch der magnetische Detektor Marconi's. Dieser Wellenanzeiger, der bei ausreichender Empfindlichkeit an Sicherheit und zulässiger Telegraphiergeschwindigkeit Ausgezeichnetes zu leisten scheint, litt ebenfalls an dem Mangel, daß die Telegramme nur mit dem Telephon abgehört, nicht automatisch niedergeschrieben werden konnten. Daß es in neuerer Zeit Marconi gelungen ist, diesem Mangel abzuhelpfen, ist als ein bedeutender Fortschritt zu betrachten \*). Dabei scheint jedenfalls die zulässige Telegraphiergeschwindigkeit eine sehr hohe geblieben zu sein. Auf eine Entfernung von 250 km sollen bei Benützung eines Tasters 24 Wörter in der Minute übermittelt worden sein, und bei Benützung eines automatischen Tasters gibt Marconi sogar die außerordentlich hohe Zahl von 100 Wörtern pro Minute an<sup>150)</sup>.

g. Marconi's magnetischer Detektor bietet auch noch einen bedeutenden Vorteil für die abgestimmte Telegraphie<sup>150)</sup>.

Dieser Vorteil wird wohl am klarsten, wenn man den Metallkörner-Kohärer betrachtet, der diesen Vorteil nicht besitzt. Solange der Metallkörner-Kohärer nicht erregt ist, ist sein Widerstand praktisch unendlich, ein Stromdurchgang ist überhaupt nicht möglich, der Kohärer repräsentiert einen kleinen Kondensator. Im erregten Zustand stellt er einen mäßig großen Widerstand dar. Es ist Grund zu der Annahme vorhanden, daß der Kohärer diesen Widerstand nicht sofort durch die Wirkung der ersten Periode der Welle, sondern erst allmählich während des Ablaufs der Schwingung erhält. In dem Zeitraum zwischen dem Eintreffen der Schwingungen und der Zeit, in welcher er seinen minimalen Widerstand erreicht, gerade in dem Zeitraum also, in welchem die Schwingungen ihre Wirkung auf den Kohärer ausüben, stellt er ein Gebilde von variablem Widerstand und variabler

---

\*) Vorausgesetzt, daß diejenige Form des magnetischen Detektors, welche für die automatische Niederschrift der Telegramme geeignet ist, auch sonst allen Anforderungen entspricht.



Kapazität dar. Dazu kommt als zweiter Nachteil, daß der Widerstand der brauchbaren Metallkörner-Kohärer auch im erregten Zustande ziemlich hoch ist.

Ganz anders sind die Verhältnisse beim magnetischen Wellenanzeiger Marconi's. Ist er, d. h. seine Spule ( $S_1$ , Fig. 224 bzw. 225), in einen Stromkreis eingeschaltet, so stellt diese Spule einen ganz bestimmten Widerstand und einen mindestens nahezu konstanten Selbstinduktionskoeffizienten dar. Und dann kann der Widerstand der Spule sehr klein gemacht werden\*).

In diesen beiden Punkten liegt, wie sich aus späterem ergeben wird, ein bedeutender Vorteil für die abgestimmte Telegraphie. Auf der anderen Seite darf aber wohl der Nachteil, den der Kohärer (und übrigens auch die meisten anderen Wellenanzeiger mit Ausnahme der Thermodetektoren) in dieser Richtung hat, in seiner praktischen Bedeutung nicht überschätzt werden. Es ist jedenfalls meines Wissens nie bekannt geworden, daß Marconi eine schärfere Abstimmung erzielt hat, als sie mit dem Kohärer tatsächlich erreicht worden ist.

---

\*) Anderseits kommt hier aber die Energieabgabe an den Eisenkern der Spule bzw. die Sekundärspule  $S_2$  in Betracht, die für die Abstimmung ähnlich wirkt wie ein — unter Umständen sehr viel — größerer Widerstand der Spule.

## Kapitel XI.

# Empfänger.

---

### 152. Die Luftleiter in Empfangsstationen.

Die Folge der elektromagnetischen Wellen, welche der Sender ausschickt, ist die, daß an der Stelle, an welcher sich der Empfänger befindet, ein elektromagnetisches Wechselfeld, unter Umständen mit Drehfeldkomponente, vorhanden ist. Bringt man also in dieses Feld einen Leiter, so werden in demselben Schwingungen erzeugt.

Als Leiter dient zu diesem Zweck stets die Antenne, welche jede Station besitzt, da sie, wie bei der gewöhnlichen Telegraphie, immer auch mit einem Sender ausgerüstet ist\*). Durch einen Umschalter\*\*) wird dafür gesorgt, daß man den Luftleiter nach Belieben an die Empfangs- oder an die Senderapparate anschließen kann.

a. Bezüglich der Richtung des Luftleiters ist es am günstigsten, wenn sie zusammenfällt mit derjenigen Richtung, in welcher das elektrische Feld der Senderwelle seine größte Amplitude besitzt. Das hängt von dem Boden, auf dem sich die Empfangsstation befindet, ab. In dem einen Grenzfall (Seewasser), in welchem nach 120 das Feld der Senderwellen ein vertikales Wechselfeld ist, ist bei weitem am günstigsten die vertikale Stellung der Antenne. Im anderen Grenzfall, wenn die Empfangsstation auf trockenem Boden steht, ist nach 121 ff. die Richtung, in welcher die Amplitude des elektrischen Felds ein Maximum ist, erheblich gegen die Vertikale geneigt. Eine Stellung der Antenne wie diejenige von Fig. 250 (Richtung des Pfeils = Fortpflanzungsrichtung der Wellen) ist also erheblich günstiger als eine vertikale Stellung oder gar diejenige von Fig. 251\*\*\*).

---

\*) Bewegliche Armeestationen können eine Ausnahme bilden.

\*\*) Unter Umständen zwangsläufig verbunden mit dem Taster.

\*\*\*) Setzt man die Konstanten voraus, welche Fig. 200 zu Grunde liegen, so würde gegenüber der Stellung der Antenne von Fig. 250 die vertikale Stellung

b. Über die Wirkung einer bestimmten Form der Antenne ist es schwer etwas Allgemeines auszusagen. Wenn die Antenne sich im Feld der vom Sender ausgesandten Wellen befindet, so wird längs der Antenne eine gewisse Spannung und damit ein Strom erzeugt und infolge davon eine gewisse Energie auf die Antenne übertragen. Von zwei Antennen verschiedener Form nimmt unter sonst gleichen Umständen diejenige mehr Energie auf, die als Senderantenne bei derselben Stromamplitude mehr Energie ausstrahlt<sup>151)</sup>. Stark strahlende Antennenformen sind in dieser Beziehung also günstiger.

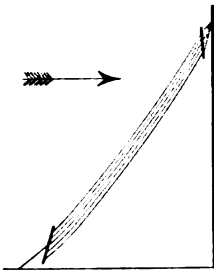


Fig. 250.

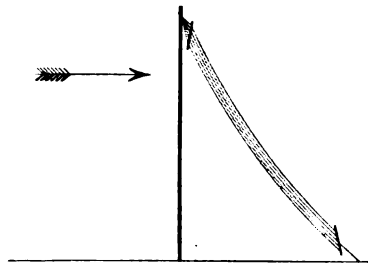


Fig. 251.

Auf der anderen Seite wird nur ein Teil der von der Antenne aufgenommenen Energie zur Erregung des Detektors verwendet werden\*), ein Teil wird von der Antenne wieder ausgestrahlt. Dieser ausgestrahlte Teil ist bei einer stark strahlenden Antenne größer als bei einer schwach strahlenden. Tatsächlich kompensiert dieser Nachteil der stark strahlenden Antenne nahezu oder ganz den oben angegebenen Vorteil.

Prinzipiell günstig für den Empfang ist große Wellenlänge und damit jedes vernünftige Mittel, welches die Wellenlänge der Antenne vergrößert (R. Rüdénberg)<sup>151)</sup>. Auf der anderen Seite muß aber jede Antenne auch als Senderantenne gebraucht werden: für die Energieausstrahlung bildet aber große Wellenlänge in demselben Sinne einen prinzipiellen Nachteil\*\*), in welchem sie für die Energieaufnahme einen prinzipiellen Vorteil bedeutet.

der Antenne eine Verminderung der Amplitude um 18 %, die Stellung Fig. 251 um ca. 66 % zur Folge haben.

\*) Außerdem wird ein Teil als Joule'sche Wärme (in den Drähten und Erdströmen) verbraucht.

\*\*) Wenigstens bei sehr gut leitendem Boden [27c]. Im übrigen vgl. 121e; außerdem erleichtert große Wellenlänge die Verwendung großer Energiemengen im Sender.

c. Als Empfangsantennen besonderer Art sind auf den Vorschlag von O. Squier <sup>153)</sup> mit Erfolg \*) Bäume benützt worden: man schlägt einige Meter über dem Boden einen Nagel in den Baum und schaltet zwischen ihn und die Erde den Empfangsapparat ein.

## § 1. Der ursprüngliche Marconi-Empfänger.

### 153. Die erste Anordnung.

a. Die einfache Anordnung, die Marconi bei seinen ersten Versuchen erfolgreich benützt hat, ist diejenige von Fig. 252. Sie ist genau das Gegenstück zum ursprünglichen Sender Fig. 141: an der Stelle der Funkenstrecke sitzt der Wellenanzeiger, bei dem ursprünglichen Empfangsapparat Marconi's ein Metallkörner-Kohärer.

b. Den prinzipiellen Mangel dieser Anordnung übersieht man, wenn man sie vergleicht mit einer anderen, einer Antenne, die keinen Kohärer enthält und auf die Senderschwingungen abgestimmt ist. Bei einer solchen würden durch die erste Senderwelle Schwingungen von sehr geringer Amplitude erregt, die Amplitude würde aber durch die nachkommenden Wellen verstärkt werden und zu immer höheren Werten ansteigen [vgl. 61 c].

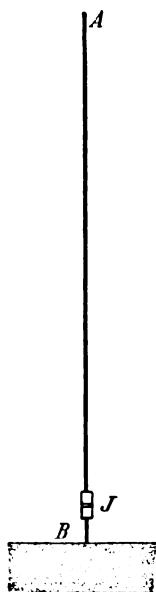


Fig. 252.

Beim ursprünglichen Marconiempfänger konnte, solange der Kohärer in die Antenne eingeschaltet war, davon nicht die Rede sein. Der Kohärer stellt im unerregten Zustand einen fast unendlich großen, im erregten Zustand einen immer noch sehr großen Widerstand dar. Die Eigenschwingungen werden deshalb derartig gedämpft, daß sie überhaupt nicht zur Wirkung kommen und demnach ein irgendwie beträchtliches Ansteigen der Amplitude gar nicht eintritt.

### 154. Der Marconi'sche Transformator.

Marconi hat deshalb auch schon sehr früh seine Anordnung dahin abgeändert, daß er den Kohärer aus dem Luftleiter entfernte. Dafür fügte er eine Spule  $S_1$  ein, ließ sie auf eine Spule  $S_2$  mit viel mehr Windungen induzieren und schloß an die Enden dieser Spule

\*) Bis auf eine Entfernung von ca. 50 km.

den Kohärer an (Fig. 253). Der aus diesen beiden Spulen gebildete Transformator ( $S_1 S_2$ ) führte den Namen „Jigger“.

a. Bei dieser Anordnung können nun die Eigenschwingungen des Luftleiters zur Wirkung kommen: die während der ersten Periode erregte Schwingung im Luftleiter wird während der folgenden immer mehr verstärkt und dadurch immer mehr Energie im Luftleiter angesammelt.

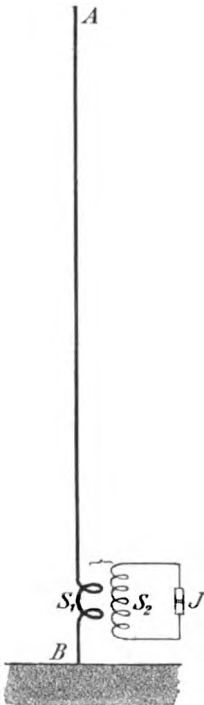


Fig. 253.

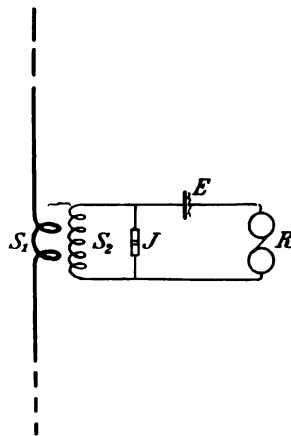


Fig. 254.

Dazu kommt ein weiterer Punkt. Solange der Kohärer in dem Luftleiter sich befand, boten Mehrfachantennen gegenüber einer Einfachantenne keinen Vorteil. Die Spannung zwischen den Polen des Kohärsers wurde durch Verwendung mehrerer statt eines einzigen Luftdrahts auch nicht größer, und die bei der Mehrfachantenne zu erzielende größere Stromamplitude nützte für den Kohärer nicht viel. Nun aber konnte man die größere Stromamplitude der Mehrfachantenne nutzbringend verwenden: man konnte sie dazu benützen, um durch Transformation sehr viel höhere Spannungsamplituden zwischen den Polen des Kohärsers herzustellen, als man sie in der Antenne selbst bekommen hätte.

Erreicht werden diese Vorteile freilich nur dann, wenn sowohl der Luftleiter auf die Schwingungen des Senders, als das Sekundärssystem ( $S_2 + \text{Kohärer}$ ) auf den Luftleiter\*) abgestimmt ist. Daß gerade diese Bedingung erfüllt sein muß, ist wohl zur Zeit, als die Anordnung eingeführt wurde, noch nicht erkannt

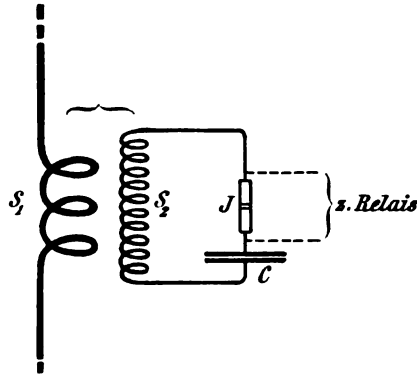


Fig. 255.

worden; daß aber die ganze Einrichtung nur gut wirkt, wenn ganz bestimmte Bedingungen erfüllt sind, hat Marconi sofort erkannt und immer betont. Man genügte diesen Bedingungen dadurch, daß man die günstigste Form des Trans-

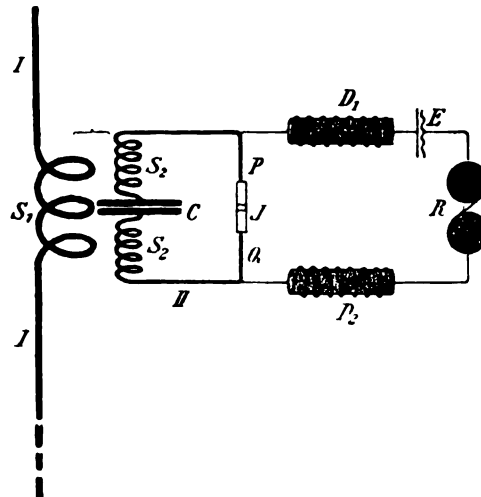


Fig. 256.

formators, d. h. tatsächlich wohl in erster Linie die Frequenz des Primär- und Sekundärsystems (eventuell auch Koppelungsgrad) für jede Station einfach ausprobierte.

\*) Auf das letztere kam es nicht genau an, da die Koppelung eine sehr feste war.

c. In der Form von Fig. 253 ist die besprochene Anordnung praktisch noch nicht zu gebrauchen. Durch die Spule  $S_2$  ist der Relaisstromkreis auch dann geschlossen, wenn der Kohärer nicht leitend ist (Fig. 254). Es wird dies vermieden durch das Einschalten eines sog. „Sperrkondensators“ C (Fig. 255 oder Fig. 256). Er ist auf die Schwingungen ohne merkbaren Einfluß, wenn seine Kapazität genügend groß ist [6b bzw. 32c].

## § 2. Empfänger für abgestimmte Telegraphie mit gedämpften Schwingungen.

### 155. Die verschiedenen praktisch gebrauchten Anordnungen.

Der Zweck der abgestimmten Telegraphie ist der, zu erreichen, daß der Empfänger nur auf Wellen von einer ganz bestimmten Frequenz (Wellenlänge) anspricht, auf Wellen anderer Frequenz überhaupt nicht oder wenigstens in sehr viel geringerem Maße. Erreicht wird dies im Prinzip dadurch, daß man mit dem Luftleiter als Primärsystem ein schwach gedämpftes Sekundärsystem koppelt\*).

Von den verschiedenen Anordnungen, die im Gebrauch sind oder waren und sich voneinander prinzipiell zum Teil sehr wenig unterscheiden, mögen die folgenden erwähnt werden.

a. Sekundärsystem ein Kondensatorkreis; Koppelung mit dem Luftleiter rein induktiv.

Diese Schaltung ist von Marconi benützt und mit ihr zum ersten Male die Möglichkeit einer abgestimmten Telegraphie nachgewiesen worden\*\*).

Sie ist in Fig. 257 schematisch abgebildet. Der Kondensator C dient als Sperrkondensator; da er sehr viel größere Kapazität hat als der Kondensator  $C_1$ , an dessen Belegungen der Kohärer angeschaltet ist, so bestimmt der letztere

---

\*) Schon durch die Anordnung Fig. 253 bzw. 254 muß sich dies bis zu einem gewissen Grade erreichen lassen, wenn man die Koppelung zwischen  $S_1$  und  $S_2$  lockert [159b]; diese Schaltung ist von Marconi auch tatsächlich für abgestimmte Telegraphie verwendet worden.

\*\*) Die erste Anordnung, die für abgestimmte Telegraphie vorgeschlagen wurde, ist wohl diejenige von O. Lodge (engl. Patent 11575 von 1897; Anmeldung 10. Mai 1897). In derselben sind die Bedingungen, denen eine Anordnung für abgestimmte Telegraphie zu genügen hat, zum Teil klar ausgesprochen. Praktische Erfolge hat aber wohl Lodge nicht erreicht, ehe Marconi seine ersten erfolgreichen Versuche mit abgestimmter Telegraphie gemacht hat.

(eventuell zusammen mit dem nebengeschalteten Kohärer) die Frequenz des Kondensatorkreises.

**b. Sekundärsystem ein Kondensatarkreis; Koppelung zwischen Luftleiter und Kondensatorkreis direkt.**

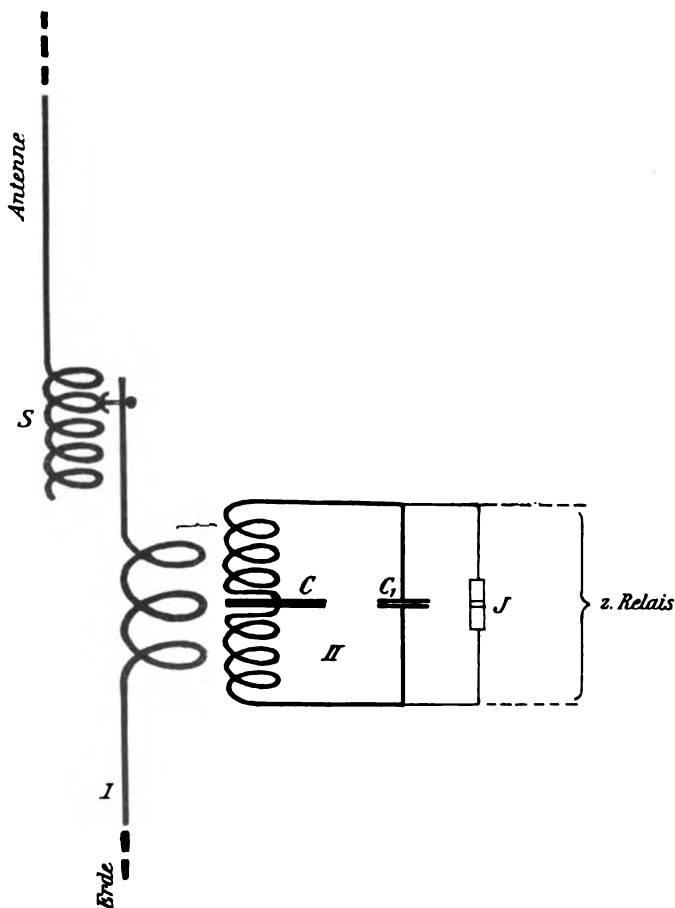


Fig. 257.

Im Gebrauch ist oder war diese Schaltung bei Lodge und Muirhead<sup>153)</sup> und bei der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie, und zwar einerseits für die Schlömilchzelle und anderseits für den Körnerkohärer, wenn besonders scharfe Abstimmung erzielt werden soll.

Zu dem letzteren Zweck benützt die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie eine Anordnung von F. Braun, bei welcher der Kohärer nicht unmittelbar im Nebenschluß zum Kondensator des Sekundärsystems liegt, sondern sich in einem be-



sonderen Kondensatorkreis befindet. Dieser Kondensatorkreis ist in der schematischen Fig. 258 mit III bezeichnet; der wirksame Kondensator in demselben ist  $C_2$ , der Kondensator  $C$  von sehr großer Kapazität ist Sperrkondensator.

Die tatsächliche Schaltung, wie sie jedenfalls bis vor kurzem benützt wurde, ist in Fig. 259a angegeben. Die Wellenlänge des Luftleiters ist bestimmt durch die Spulen  $S$  und  $S_1$  und die Kondensatoren  $C_2$  und  $C_3$ , die Frequenz des Sekundärsystems (II) durch die Spule  $S_1$  und die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2^*$ ), diejenige

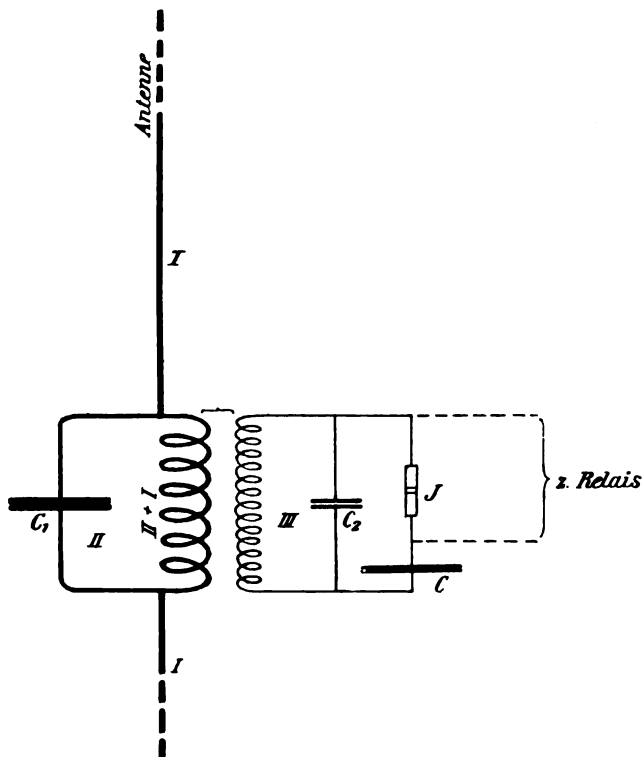


Fig. 258.

des Kondensatorkreises III durch die Spule  $S_2$  und den Kondensator  $C_2$ . Die drei Schleifkontakte dienen dazu, die drei Frequenzen und eventuell auch noch den Koppelungsgrad der drei Systeme zu verändern.

Äußerlich fast vollkommen mit der Schaltung Fig. 258 identisch ist eine neue Schaltung, im wesentlichen eine Umkehrung der in 108 e besprochenen Schwungradschaltung. Der Selbstinduktionskoeffizient der Spule ( $I + II$  in Fig. 258) ist so groß, daß der

\*) Da hier der gemeinsame Teil zwischen I und II nicht nur die Spule  $S_1$ , sondern auch der Kondensator  $C_2$  ist, so handelt es sich um eine Verbindung von direkter Schaltung mit elektrischer Koppelung.

wirksame Selbstinduktionskoeffizient der Antenne dagegen nicht in Betracht kommt. Das Primärsystem des Empfängers besteht dann im wesentlichen aus dem Kondensatorkreis, dessen Selbstinduktion durch die Spule I + II (Fig. 258) und dessen Kapazität durch den Kondensator  $C_1$  und den dazu parallel geschalteten Kondensator Antenne-Erde gebildet wird.

Eine Empfangsstation der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie nach diesem Prinzip zeigt Fig. 259b. Die Spule (I + II Fig. 258) ist in zwei Teile geteilt.

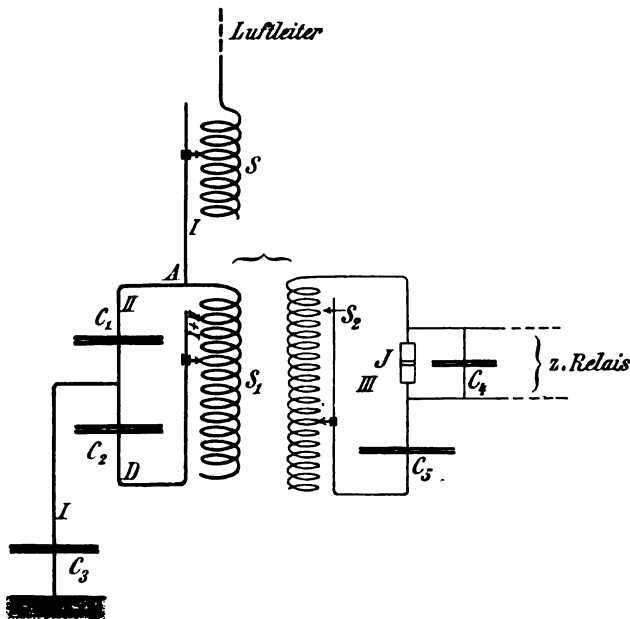


Fig. 259 a.

Ein Teil (in Fig. 259 b mit einer großen 4 bezeichnet) induziert auf den Indikator-kreis (III Fig. 258) mit Thermodektektor, der andere Teil (in Fig. 259 b rechts oben, eine Zuleitung mit E bezeichnet) besteht aus einer Spule mit variablem Selbstinduktionskoeffizienten. Die Kondensatoren (P Fig. 259 b =  $C_1$ , Fig. 258 und S Fig. 259 b =  $C_2$  Fig. 258) sind Drehkondensatoren.

Die Spule mit variablem Selbstinduktionskoeffizienten (Variometer) ist nach einem bis jetzt nicht besprochenen Prinzip (R. Rendahl) gebaut. Sie besteht aus zwei Paaren von ebenen Spiralen der Art von Fig. 49, von denen das eine Paar gegen das andere drehbar ist. Jedes Paar ist etwa in der Art einer 8 gewickelt, so daß der Strom in den beiden Teilen verschiedenen Umlaufssinn hat. Das Variometer hat einen maximalen Selbstinduktionskoeffizienten, wenn

der Strom in den gegenüberliegenden Spiralen dieselbe Richtung, einen minimalen, wenn der Strom in den gegenüberliegenden Spiralen entgegengesetzte Richtung besitzt.

c. Sekundärsystem eine Spule.

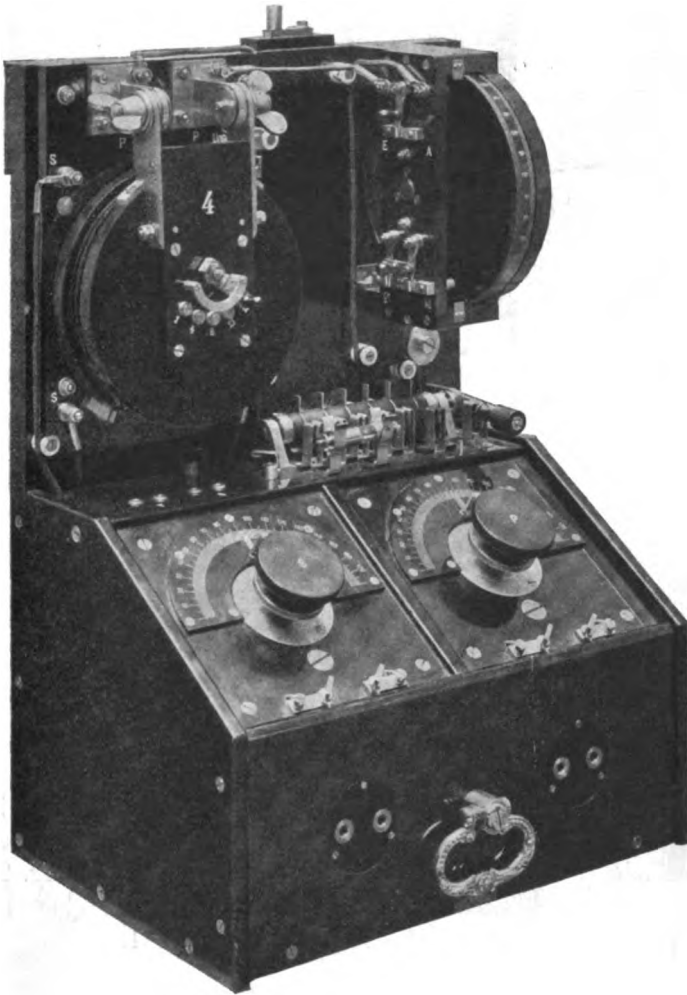


Fig. 260 b.

Mit dieser Anordnung ist es bald nach Marconi A. Slaby und G. v. Arco gelungen, eine abgestimmte Telegraphie zu erreichen. Gebraucht wird sie zum Teil noch in der Form von Fig. 260\*),

---

\*) In die Erdleitung ist tatsächlich noch ein Kondensator eingeschaltet [86 b].

worin der Kondensator C nur die Rolle eines Sperrkondensators spielt, also für die Schwingungen nicht in Betracht kommt. Denkt man ihn weg, so entsteht die Schaltung Fig. 261. Man kann sie auffassen als hervorgegangen aus der Schaltung Fig. 262, der direkten

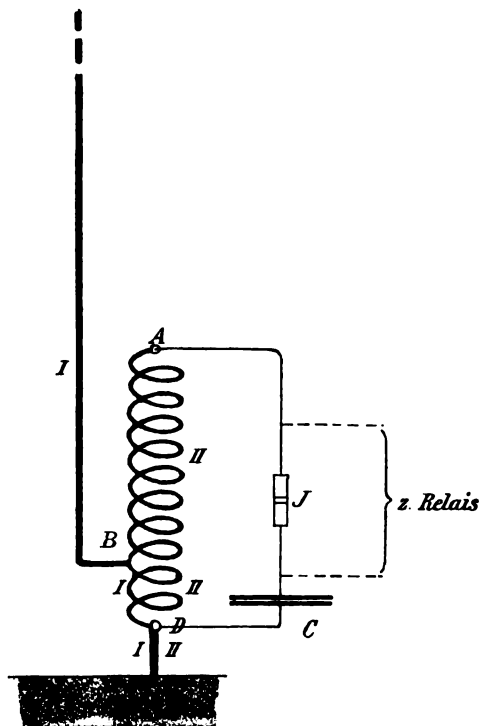


Fig. 260.

Koppelung eines linearen Oszillators (Luftleiter + Spule BD + Erdleitung) und einer Spule AA<sub>1</sub>, zwischen deren Polen sich der Kohörer befindet\*). Denkt man sich die Anordnung von Fig. 262 in der Mitte durchgeschnitten und die eine Hälfte durch eine Erdung ersetzt [35], so erhält man die Anordnung Fig. 261.

#### 156. Abstimmung des Empfängers bei fester Koppelung des Senders.

Wenn das Primär- und Sekundärsystem des Senders nicht sehr lose gekoppelt werden, so erhält man zwei Wellen von verschiedener

\*) Dadurch wird die Frequenz der Eigenschwingungen dieser Spule sehr stark geändert [25 c].

Wellenlänge. Es erhebt sich also die Frage: Welche Wellenlänge soll man dem Empfänger geben?

Die Frage ist aus zwei Gründen berechtigt.

a. Man kann sich fragen: auf welche der beiden Wellen soll der Empfänger abgestimmt werden, auf diejenige mit der größeren oder diejenige mit der kürzeren Wellenlänge?

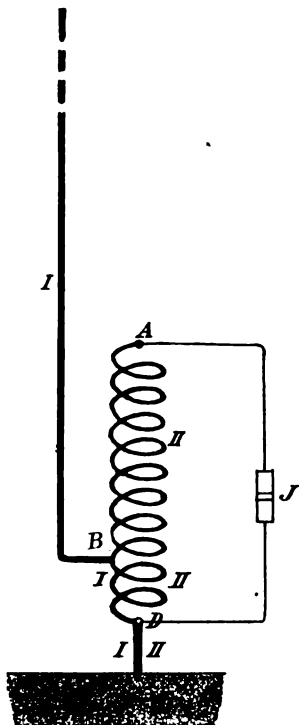


Fig. 261.

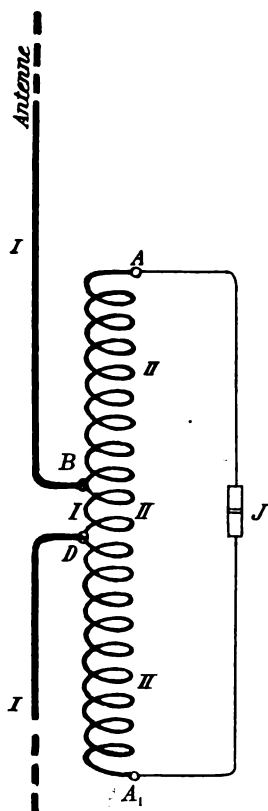


Fig. 262.

Die Gründe, welche für eine Abstimmung auf die Welle mit der kürzeren Wellenlänge (höheren Frequenz) sprechen, sind in 96a besprochen. Auf der anderen Seite steht die Tatsache, daß diese Welle meist stärker absorbiert wird als die Welle mit der größeren Wellenlänge [121e], ferner daß für die Energieausnutzung im Empfänger die größere Wellenlänge vorteilhafter ist [152b]. Tatsächlich wird in der Praxis, soweit mir bekannt ist, immer auf die kürzere Welle abgestimmt<sup>164)</sup>.

b. Es kann zweifelhaft sein, ob es überhaupt am günstigsten ist, wenn der Empfänger genau die Frequenz der Welle hat, auf die er reagieren soll.

Würde der Empfänger aus einem einzigen wenig gedämpften System bestehen, so müßte [81a] eine ganz bestimmte kleine Verstimmung zwischen dem Empfänger und den Senderschwingungen günstiger sein wenigstens in dem Fall, daß der Sender ziemlich lose gekoppelt ist, seine beiden Schwingungen sich also nicht viel in der Frequenz unterscheiden. Daß dasselbe auch dann noch gilt, wenn der Empfänger nicht aus einem einzigen, sondern zwei oder drei lose miteinander gekoppelten Systemen besteht, ist sehr wahrscheinlich. Es ist also nicht ausgeschlossen, daß bei einem nicht sehr fest gekoppelten Sender eine kleine Verstimmung vorteilhafter ist oder, richtiger gesagt, daß gut einregulierte Empfangsstationen tatsächlich mit einer kleinen Verstimmung arbeiten.

### 157. Spezielle Schaltung für elektrolytische Wellenanzeiger.

Diejenigen Wellenanzeiger, deren Widerstand wie z. B. bei der elektrolytischen Zelle oder den Thermodetektoren im unerregten Zustand weder extrem groß (wie beim Körnerkohärer) noch sehr klein (wie beim Marconi'schen magnetischen Detektor) ist, machen besondere Schaltungen notwendig. Würde man sie in das Sekundär-

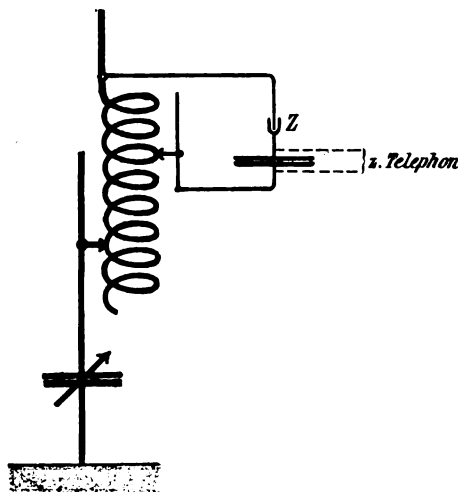


Fig. 263.

bezw. Tertiärsystem des Empfängers direkt einschalten, so würde ihr Widerstand und die dadurch verursachte hohe Dämpfung jede kräftige Ausbildung von Resonanzerscheinungen unmöglich machen.

Schon der Kondensator C von Fig. 241 hat den Zweck, dies zu verhindern: er bildet einen Nebenschluß zum Wellenanzeiger, so daß nur ein mehr oder weniger kleiner Teil des Gesamtstroms durch denselben

hindurchgeht. Die durch die Zelle verursachte Dämpfung wird dadurch geringer, als wenn die Zelle vom ganzen Strom durchflossen wäre.

In neuerer Zeit wird von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie die Zelle in Nebenschluß zu einem Teil der Selbstinduktion im Sekundärsystem gelegt\*). Die Schaltung ist für direkte Koppelung mit dem Luftleiter in Fig. 263, für induktive Koppelung in Fig. 264 dargestellt. Die Schleifkontakte gestatten, den Teil der Selbstinduktion, der im Nebenschluß zu der Zelle liegt, zu variieren. Vergrößerung

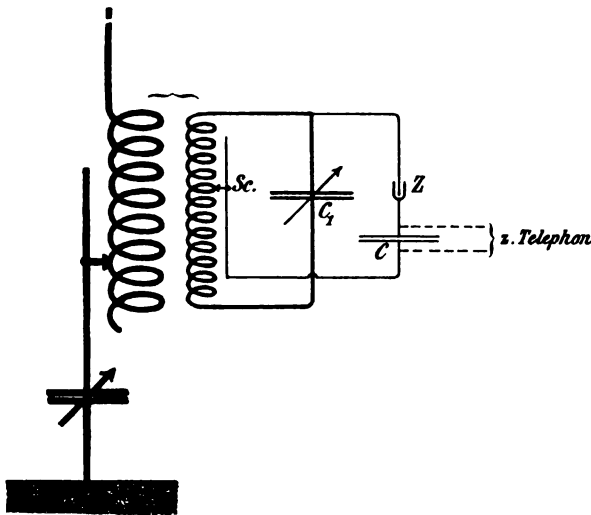


Fig. 264.

der nebengeschalteten Selbstinduktion bewirkt eine Verstärkung des durch die Zelle gehenden Stromanteils und damit der Wirkung auf die Zelle, aber auch eine Vergrößerung der Dämpfung. Verkleinerung der nebengeschalteten Selbstinduktion setzt die Wirkung auf die Zelle, aber auch die durch sie verursachte Dämpfung herab, ist also angezeigt, wo Wert auf besonders scharfe Abstimmung gelegt wird. Im allgemeinen zeigt die Erfahrung, daß es eine Einstellung des Schleifkontakts gibt, bei der noch eine gute Wirkung auf die Zelle ohne merkliche Schädigung der Abstimmungsschärfe zu erzielen ist.

#### 158. Empfänger für zwei verschiedene Wellenanzeiger.

Auf den Empfangsstationen, auf denen zwei verschiedene Wellenanzeiger (etwa der eine für telephonische Aufnahme, der andere für

\* Physikalisch ist das dasselbe wie die Koppelung des Sekundärsystems mit einem Indikatorkreis, in welchem der Wellenanzeiger liegt [66 b].

Anruf oder automatische Niederschrift der Telegramme verwendet werden sollen, genügt es im allgemeinen nicht, durch einen Umschalter die beiden Wellenanzeiger mit ihren Hilfsapparaten auswechselbar zu machen. Abgesehen davon, daß in diesem Falle eine gleichzeitige Aufnahme der Telegramme mit beiden Wellenanzeigern

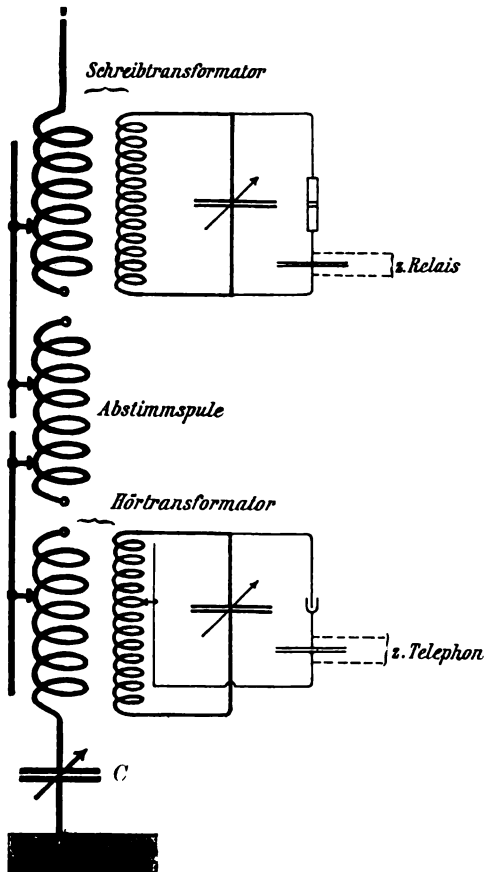


Fig. 265.



Fig. 266.

nicht möglich wäre, empfiehlt es sich, für beide Wellenanzeiger je ein besonderes Sekundärsystem zu verwenden, weil es nur auf diese Weise möglich ist, das Sekundärsystem den Bedürfnissen des betreffenden Wellenanzeigers anzupassen.

Die Anordnung, welche die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie für diesen Zweck benützt, ist in Fig. 265 wiedergegeben; sie ist wohl ohne weiteres verständlich. Die „Abstimmenspule“ S und der variable



Kondensator C dienen zum Abstimmen des Luftleiters. Die technische Ausführung der Abstimmspule und des „Schreib-“ und „Hör-

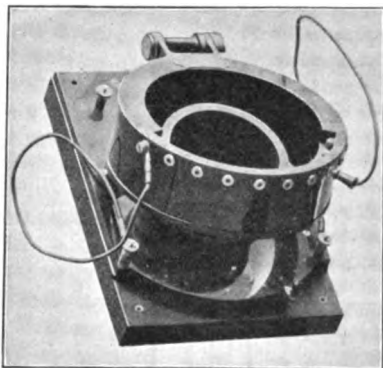


Fig. 267 a.



Fig. 267 b.

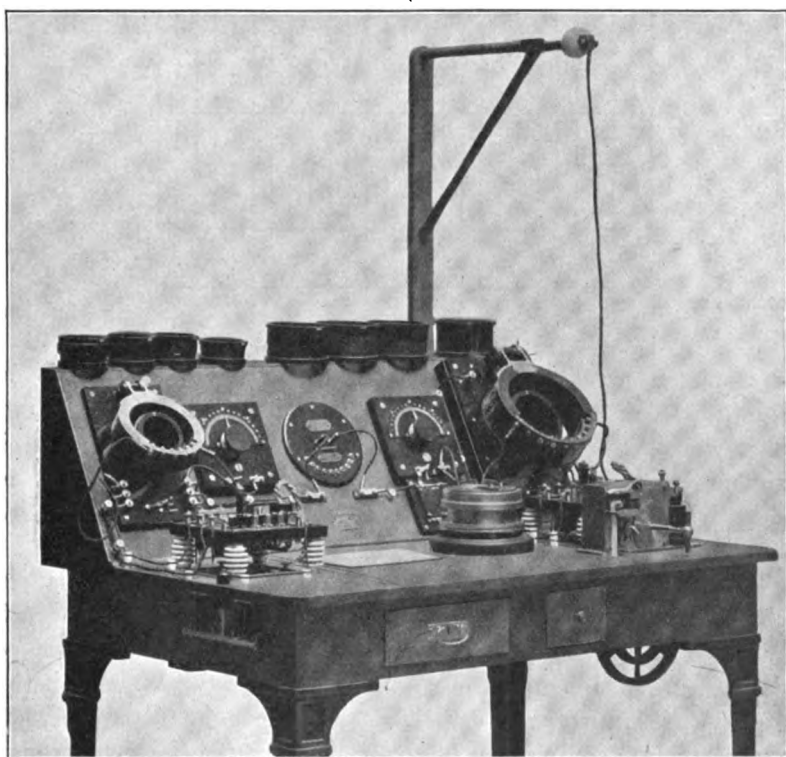


Fig. 268.

*transformators*“ ist aus den photographischen Abbildungen Fig. 266 (Abstimmspule) und 267 a u. b zu sehen; die Transformatoren sind so

eingerrichtet, daß die Koppelung zwischen Primär- und Sekundärspule variiert werden kann. Die Anordnung des ganzen Empfangsapparates ist in Fig. 268 abgebildet.

### 159. Die Abstimmungsschärfe.

Wird die Frequenz des Senders variiert, so ändert sich auch die Wirkung auf einen bestimmten Empfänger. Es möge im Empfänger als Wellenanzeiger ein thermischer (z. B. ein Thermoelement) sich befinden. Die Ausschläge eines damit verbundenen Galvano-

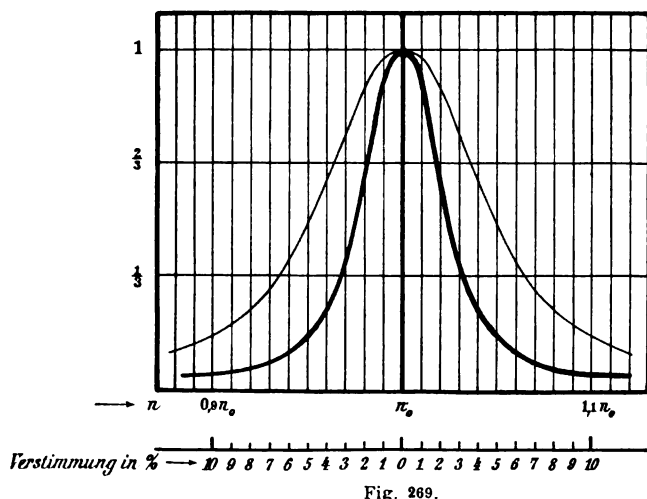


Fig. 269.

ometers mögen als Ordinaten, die dazu gehörigen Frequenzen des Senders als Abszissen aufgetragen werden. Man erhält dann Kurven der Art wie die stark ausgezogene in Fig. 269; die Wirkung ist ein Maximum bei einer gewissen Frequenz  $n_0$  des Senders. Besitzt der Sender diese Frequenz, so heißt er „abgestimmt“, andernfalls „verstimmt“.

Denkt man sich nun statt des Galvanometers ein Relais eingeschaltet, so wird dasselbe bei einer gewissen Stromstärke nicht mehr ansprechen. Nehmen wir z. B. unter den Verhältnissen der stark ausgezogenen Kurve von Fig. 269 an, der Strom bei Abstimmung sei  $\frac{1}{10}$  Milliampere, das Relais brauche mindestens  $\frac{1}{30}$  Milliampere, so wird das Relais nicht mehr ansprechen bei einer Frequenz des Senders, die kleiner ist als  $0,967 n_0$  oder größer als  $1,033 n_0$  d. h. bei einer Verstimmung des Senders um  $3,3\%$ ; man bezeichnet dann  $3,3\%$  als die „notwendige Verstimmung“ oder „notwendige

*Dissonanz*“. Augenscheinlich ist die Abstimmung umso schärfer, oder wie man sagt, die „*Abstimmungsschärfe*“ umso größer, je kleiner die notwendige Verstimmung ist.

a. Die Abstimmungsschärfe hängt von zweierlei ab:

1. vom Verlauf der Resonanzkurve (Fig. 269),
2. vom Sicherheitskoeffizienten [130] der Stationen.

Wie die Abstimmungsschärfe von der Form der Resonanzkurve abhängt, zeigt Fig. 269 unmittelbar. Je steiler die Resonanzkurve verläuft, umso größer ist die Abstimmungsschärfe. Wäre z. B. die Resonanzkurve die flachere schwach ausgezogene Kurve von Fig. 269, so würde unter den Bedingungen, wie sie oben vorausgesetzt wurden, die notwendige Verstimmung ca. 6,5 %, die Abstimmungsschärfe also sehr viel kleiner sein.

Die Abstimmungsschärfe ist aber nicht allein dadurch bestimmt. Damit das Relais und damit das Empfangssystem ansprach, war nach den oben gemachten Annahmen nötig, daß das Relais  $\frac{1}{30}$  Milliampere Strom bekam. Bei Abstimmung, d. h. bei dem normalen Betrieb der Station erhält es  $\frac{1}{10}$  Milliampere. Die Stationen arbeiten also mit einem Sicherheitskoeffizienten  $\sqrt{3}$ . Wenn die Stationen mit einem kleineren Sicherheitskoeffizienten, z. B.  $\sqrt{1\frac{1}{2}}$ , arbeiteten, so würde unter den Bedingungen der stark ausgezogenen Kurve von Fig. 269 schon bei einer Verstimmung von 2 % das Relais nicht mehr ansprechen, die Abstimmungsschärfe würde viel größer sein.

Praktisch folgt aus dem Gesagten, daß man gegenüber Rekordversuchen, die eine sehr große Abstimmungsschärfe ergeben sollen, äußerst vorsichtig sein muß. Reguliert man den Empfänger so ein, daß er bei Abstimmung eben anspricht, so genügt schon die geringste Verstimmung, um ein Ansprechen zu verhindern. Die Abstimmungsschärfe scheint ausgezeichnet und ist es auch, aber die Station ist auch völlig ungeeignet für einen normalen Betrieb.

b. Der Verlauf der Resonanzkurve ist, wenigstens in erster Linie, durch folgende Größen bedingt:

1. Dämpfung der Senderschwingungen, auf welche der Empfänger abgestimmt ist;
2. Dämpfung des Luftleiters im Empfänger;
3. Koppelung zwischen Primär- und Sekundärsystem im Empfänger.

Der Verlauf der Resonanzkurve ist umso steiler, die Abstimmung also umso schärfer, je kleiner das Dekrement der Senderschwingungen, je loser die Koppelung im Empfänger und, bei sehr loser Koppelung, je geringer das Dekrement des Luftleiters im Empfänger ist.

Dem ersten Umstand ist es zuzuschreiben, daß man eine einigermaßen brauchbare Abstimmung erst besitzt, nachdem man durch den Braun'schen gekoppelten Sender ein Mittel bekommen hatte, verhältnismäßig schwach gedämpfte Senderschwingungen herzustellen.

Aus dem zweiten folgt, daß für scharfe Abstimmung Antennen mit verstärkter Endkapazität, besonders Schirmantennen wegen ihrer geringen Dämpfung große Vorteile bieten und daß es bei allen Empfangsantennen angezeigt sein kann, die Strahlungsdämpfung durch Einschalten von Spulen und Kondensatoren künstlich herabzusetzen.

Das dritte endlich ist der Grund, warum man überall, wo es auf gute Abstimmung ankommt, sehr lose Koppelung zwischen den Systemen im Empfänger verwendet\*). Die Kenntnis dieser durchaus wesentlichen Bedingung verdankt man den theoretischen Untersuchungen von M. Wien und den ungefähr gleichzeitigen praktischen Versuchen von H. Brandes und L. Mandelstam<sup>155)</sup>.

Es ist von größter praktischer Bedeutung, daß der Übergang zu loser Empfänger-Koppelung, für den die Abstimmungsschärfe maßgebend war, doch im allgemeinen keine Abnahme der Reichweite, wie man hätte denken können, zur Folge hatte, vorausgesetzt nur, daß die Senderschwingungen nicht zu stark gedämpft sind. Der Grund dafür ist der, daß in dem lose gekoppelten System, welches unmittelbar auf den Wellenanzeiger wirkt (Sekundär- bzw. Tertiärsystem des Empfängers), die Verhältnisse ungefähr von der in 61c geschilderten Art sind: es sammelt sich in diesem System während einer ganzen Reihe von Perioden immer mehr Energie an, so daß in demselben schließlich doch eine verhältnismäßig große Energiemenge vorhanden ist, wenn auch während jeder Periode nur wenig Energie auf dasselbe übertragen wird.

Im engsten Zusammenhang damit steht auch noch folgender Vorteil der losen Koppelung: Man kann im Sekundärsystem des Empfängers denselben Effekt bzw. dieselbe Maximalamplitude, die man durch kräftige, aber auch kräftig gedämpfte Senderschwingungen bekommt, auch erreichen durch Senderschwingungen geringer Amplitude, aber auch schwacher Dämpfung.

\*) Mit fester Koppelung wird wohl nur da gearbeitet, wo man Wert darauf legt, keine scharfe Abstimmung zu haben und deshalb mit verschiedenen Stationen von nicht genau gleicher Wellenlänge verkehren zu können. Das trifft z. B. bei Küstenstationen zu, die mit Ozeandampfern verkehren sollen.

c. Das in b Gesagte gilt nur so lange, als im Empfänger das Dekrement desjenigen Systems, das unmittelbar auf den Wellenanzeiger wirkt (Sekundär- bzw. Tertiärsystem), sehr klein ist gegen das Dekrement des Luftleiters. Würde dies nicht zutreffen, so würde in erster Linie die Schärfe der Abstimmung, unter Umständen aber auch die Maximalamplitude und der Effekt der Schwingungen in diesem System und damit die Reichweite stark leiden. Es ist also für einen guten Empfänger notwendig, daß jener Fall verwirklicht wird. Auf alle Fälle ist im Sekundär- bzw. Tertiärsystem des Empfängers jeder unnütze Energieverbrauch\*) peinlich zu vermeiden.

Ganz besonders wichtig ist es deshalb, daß man durch das Einschalten von Drosselspulen den Schwingungen den Weg in die Leitung zu den Hilfsapparaten verlegt; sie würden dort einen Teil ihrer Energie in nutzloser Weise verbrauchen. Sehr wichtig ist aber auch, daß diese Drosselspulen nicht selbst Energie verzehren\*\*). Sie dürfen deshalb keine Eisenkerne enthalten. Ihren Zweck, die Schwingungen von den Hilfsapparaten abzuhalten, würden sie mit Eisenkernen ebensogut oder noch besser erfüllen, aber Hysteresis und Wirbelströme in den Kernen würden notwendig einen unnützen Energieverbrauch zur Folge haben.

#### 160. Anordnung von B. A. Fessenden zur Geheimhaltung der Telegramme<sup>156)</sup>.

Der Sender („secrecy sender“) Fig. 270 sendet fortgesetzt Wellen aus, aber solange der Drahtkreis D kurzgeschlossen ist, von einer Wellenlänge  $\lambda'$ , die von derjenigen Wellenlänge  $\lambda$ , auf welche der Empfänger abgestimmt ist, etwas — nach Angaben von Fessenden um  $\frac{1}{4}\%$  — verschieden ist. Wird der Kurzschluß dieses Drahtkreises durch Niederdrücken des Tasters aufgehoben\*\*\*), so erhalten die Senderschwingungen diejenige Frequenz, für welche der Empfänger bestimmt ist.

Beim Empfänger („Interference preventer“) Fig. 271 verzweigen sich die Schwingungen des Luftleiters in zwei Wege:  $AC_1S_1E$  und  $AC_2S_2E$ . Das System Luftleiter  $C_1S_1E$  ist auf die Wellenlänge  $\lambda$

\*) Als solcher ist die Energieabgabe an den Wellenanzeiger nicht zu betrachten. Für diese Energieabgabe gibt es einen günstigsten Wert [vgl. 157 u. <sup>151)</sup>].

\*\*) Die Herstellung gut wirkender Drosselspulen ist nicht ganz einfach, Schaltungen, bei denen Drosselspulen nicht unbedingt nötig sind, bedeuten deshalb einen praktischen Vorteil.

\*\*\*) Der Taster ist in Fig. 270 nicht richtig gezeichnet.

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

abgestimmt, der andere Zweig  $C_2S_2$  so dimensioniert, daß bei der Wellenlänge  $\lambda'$  die Amplitude der Schwingungen in  $C_2S_2$  gleich wird derjenigen in  $C_1S_1$ . Die Spulen  $S_1'$  und  $S_2'$ , auf welche  $S_1$  bzw.  $S_2$  induzieren, sind einander entgegengeschaltet; bei der Wellenlänge  $\lambda'$  heben sich die in  $S_1'$  und  $S_2'$  induzierten elektromotorischen Kräfte auf.

Wird also im Sender der Taster nicht niedergedrückt und werden damit Wellen von der Wellenlänge  $\lambda'$  ausgesandt, so werden im Kreise  $CS_2'DS_1'$  keine Schwingungen erzeugt, der Wellenanzeiger D wird

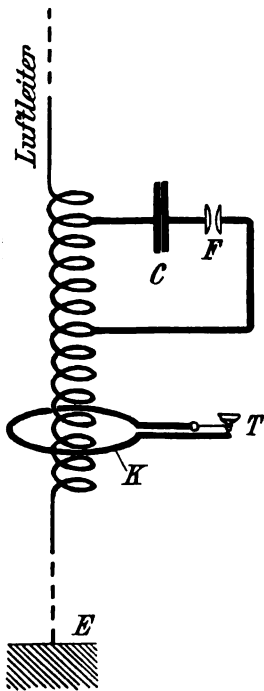


Fig. 270.

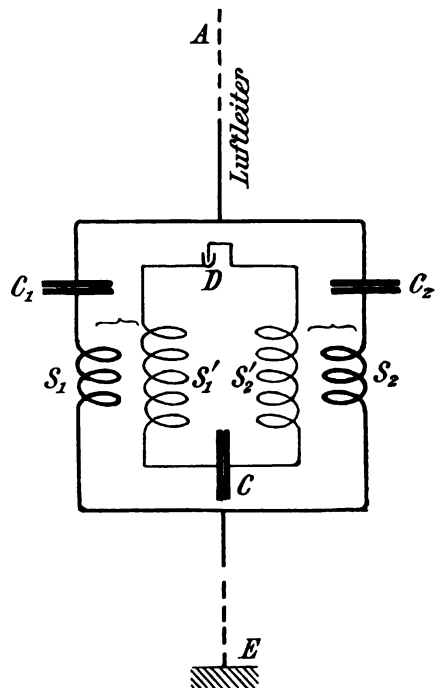


Fig. 271.

nicht erregt. Wird dagegen im Sender der Taster niedergedrückt und dadurch die Wellenlänge  $\lambda$  hergestellt, so erhält man im Zweig  $C_1S_1$  Schwingungen sehr starker Amplitude, in  $C_2S_2$  solche von sehr geringer Amplitude, die in  $S_1'$  und  $S_2'$  induzierten elektromotorischen Kräfte heben sich nicht auf, der Wellenanzeiger D wird erregt.

Es kann kein Zweifel sein, daß das Abfangen der Telegramme durch diese Anordnung sehr erschwert wird: wenn die abfangende Station nicht sehr genau auf die Wellenlänge  $\lambda$  abgestimmt ist und ihre Abstimmsschärfe nicht so groß ist, daß schon eine Verstimmung von

$\frac{1}{4}\%$  genügt, um die Zeichen zum Verschwinden zu bringen, so erhält die Station fortgesetzt Zeichen, ob im Sender der Taster niedergedrückt wird oder nicht.

### 161. Mehrfachtelegraphie <sup>157)</sup>.

Mit der Lösung der Aufgabe, einen Empfänger zu konstruieren, der innerhalb gewisser Grenzen nur auf eine bestimmte Wellenlänge

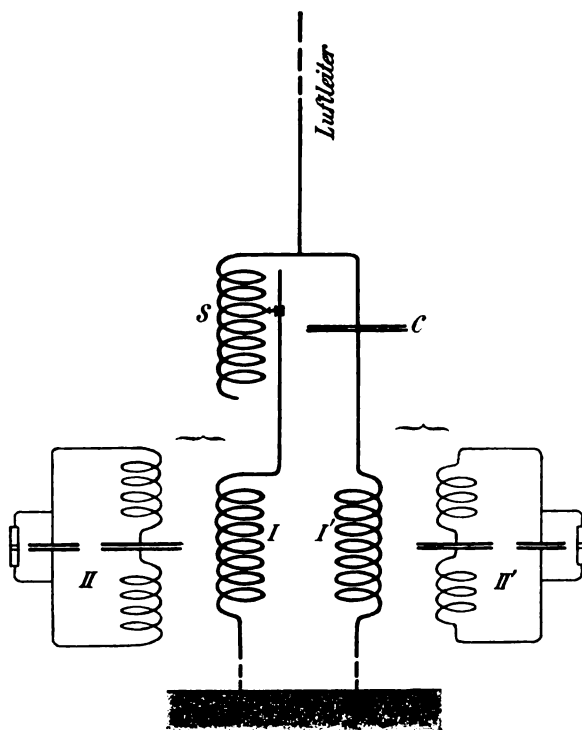


Fig. 272.

reagiert, ist unmittelbar auch die Aufgabe der Mehrfachtelegraphie gelöst, mit derselben Antenne die Telegramme von zwei Sendern gleichzeitig aufzunehmen.

a. Eine Anordnung dieser Art, die Marconi mit Erfolg benützt hat, ist in Fig. 272 abgebildet. Für die längere Welle besteht das Primärsystem aus dem Luftdraht, der Spule *S*, der Primärspule *I* des Transformators links, der Erdleitung links. Darauf ist abgestimmt das Sekundärsystem *II* links. Für die kürzere Welle ist das Primärsystem der Luftdraht, der Kondensator *C*, die Primärspule *I'* des Trans-

formators rechts, die Erdleitung rechts; das Sekundärsystem ist der Kondensatorkreis II' rechts. Die Verhältnisse sind derartig, daß das System rechts nicht auf die längere, dasjenige links nicht auf die kürzere Welle reagiert.

In entsprechender Weise kann natürlich jede andere Anordnung für abgestimmte Telegraphie bei genügender Abstimmsschärfe verwendet werden\*).

► b. Auch das gleichzeitige Aussenden von zwei verschiedenen Wellen mit derselben Antenne ist möglich: man braucht nur mit dem

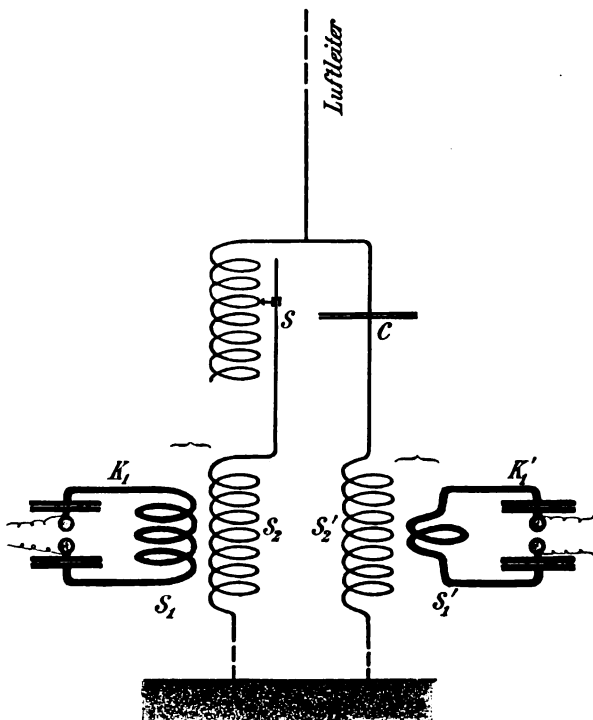


Fig. 273.

Luftleiter zwei verschiedene Kondensatorkreise zu koppeln und dafür zu sorgen, daß beide Kondensatorkreise in Resonanz mit dem zu ihnen gehörigen Sekundärsystem sind. Die von Marconi benützte Anordnung zeigt Fig. 273: der linke Teil ist wie in Fig. 272 für die längere, der rechte Teil für die kürzere Welle bestimmt.

\*) Die Gesellschaft für drahtlose Telegraphie hat z. B. auf einem Schiff an derselben Antenne Telegramme von drei verschiedenen Stationen gleichzeitig aufgenommen <sup>158)</sup>.



162. Mittel gegen atmosphärische Störungen<sup>157)</sup>.

a. Daß ein in ziemlicher Nähe der Empfangsstation einschlagender Blitz auf den Wellenanzeiger einwirken und demnach, wenn eben telegraphiert wird, die Telegramme stören muß, ist selbstverständlich. Trotzdem sind diese Störungen während eines Gewitters meist verhältnismäßig harmlos\*). Man bekommt einfach außer den Punkten und Strichen der Morsetelegramme noch einige Punkte, die — falls es sich nicht gerade um Chiffretelegramme handelt — aus dem Zusammenhang meist leicht als Störungen erkannt werden.

Weit schlimmer sind die Störungen vor Gewittern, während vielleicht der Himmel, wenigstens so weit er zu übersehen ist, noch klarblau ist. Dasselbe scheint auch nach Gewittern einzutreten. Manchmal tritt es bei sehr schwüler Luft auch ein, ohne daß vorher oder nachher ein von der Empfangsstation wahrnehmbares Gewitter vorhanden wäre. Dann können, besonders, wie es scheint, in den Tropen, die Störungen derart sein, daß die Aufnahme der Telegramme in Frage gestellt wird. In Wirklichkeit sind aber solche Tage, vielleicht von den Tropen abgesehen, sehr selten.

b. Um diese atmosphärischen Störungen zu reduzieren, hat Marconi verschiedene Anordnungen angegeben. Eine derselben ist in Fig. 274 dargestellt. Das Primärsystem des Empfängers besteht aus dem Luftleiter und der Leitung PCE: durch die Spule S und den Kondensator C sind die Eigenschwingungen des Luftleiters so reguliert\*\*), daß der Strombauch bzw. Spannungsknoten im Punkte P liegt [vgl. 34]. Treffen dann die Antenne Wellen von ihrer eigenen Wellenlänge, so gerät sie in ihre Schwingungen mit einem Spannungsknoten in P. Denkt man sich nun eine Erdleitung  $PE_1$  in P angelegt, so wird kein merkbarer Strom in derselben fließen.

Ganz anders liegen die Verhältnisse bei irgend einer anderen elektromagnetischen Störung. Dann wird der größte Teil des im

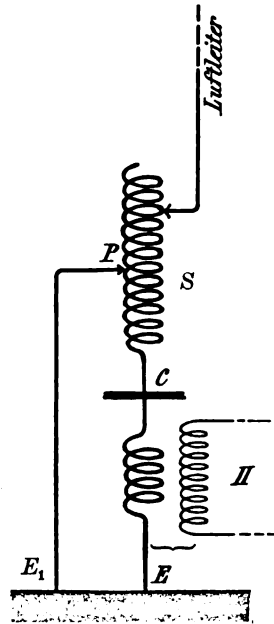


Fig. 274.

\*) Abgesehen von der Gefahr gegen Blitzschläge.

\*\*) Der Luftleiter ist natürlich außerdem auf den Sender abgestimmt.

Luftleiter induzierten Stroms seinen Weg durch die Erdleitung  $PE_1$  wegen der geringeren Impedanz dieses Weges nehmen. Der Einfluß der Störung auf das Sekundärsystem wird dadurch stark herabgedrückt.

Marconi schlägt außerdem vor, die in Fig. 272 angegebene Schaltung und ähnliche mehrfach anzuwenden, um damit eine Verstärkung ihrer Wirkung zu erzielen. Wie weit diese Anordnungen den beabsichtigten Zweck erreichen\*), darüber sind, soweit mir bekannt ist, keine Angaben an die Öffentlichkeit gelangt.

### 163. Erfolge der abgestimmten Telegraphie.

Die Gründe\*\*), weshalb man großen Wert auf eine abgestimmte Telegraphie legt, sind folgende Mißstände einer nicht abgestimmten.

1. Die Depeschen können von jeder beliebigen Station, die sich innerhalb der Reichweite des Senders befindet, aufgefangen werden: kein Depeschengeheimnis.

2. Man kann den Verkehr zwischen zwei Stationen A und B lahmlegen, indem man von einer Station C, in deren Reichweite sich A und B befinden, fortgesetzt Wellen aussendet: böswillige Störung.

3. Wenn A und A' einerseits, B und B' anderseits je zwei füreinander bestimmte Stationen sind, von denen jede in der Reichweite der drei anderen liegt, so können A und A' nicht miteinander verkehren, wenn gleichzeitig B und B' Telegramme miteinander austauschen: gegenseitige Störung von Stationen.

Die Frage, ob diese Mängel bei der abgestimmten Telegraphie vermieden sind, läßt sich in dieser allgemeinen Form nicht beantworten, da die Abstände der Stationen und ihre Reichweite eine entscheidende Rolle spielen. Man kann also nur die Frage aufstellen: In welchem Umfange sind diese Übelstände durch die Abstimmung gehoben bzw. sind sie in einem ganz bestimmten Fall gehoben oder nicht?

a. Bezüglich der Frage nach der Wahrung des Depeschengeheimnisses möge folgender Fall vorliegen. A sei eine Sendestation, A' eine Empfangsstation, beide für dauernden gegenseitigen Betrieb eingerichtet. C sei eine weitere Station, die von A nicht

\*) Es ist wahrscheinlich, daß sie auch bei Störungen durch elektromagnetische Wellen anderer Wellenlänge sich als wirksam erweisen, also die Abstimmsschärfe erhöhen.

\*\*) Abgesehen von der durch Abstimmung erzielten Erhöhung der Reichweite.

weiter entfernt ist als  $A'$ . Die Frage, ob durch Abstimmung der früher beschriebenen Art verhindert werden kann, daß C die Telegramme von A auffängt, ist dann entschieden zu verneinen.

Wenn  $A A'$  für dauernden Betrieb eingerichtet sind, so muß ihre tatsächliche Reichweite bedeutend größer sein als die Entfernung  $AA'$ , ihr Wellenanzeiger darf nicht extrem empfindlich sein. Dann aber ist es stets möglich, durch einen sehr empfindlichen Wellenanzeiger, den man in ein einfaches Empfangssystem einschaltet [153], die Telegramme abzufangen. Außerdem würde es einer verhältnismäßig einfachen Anordnung bedürfen, um den Empfänger von C sehr rasch auf die Wellen der Senderstation A abzustimmen.

Das Abfangen auf die eine oder andere Weise wird umsomehr erschwert, je mehr es gelingt, die für eine bestimmte Reichweite nötige Amplitude der Schwingung dadurch herabzusetzen, daß man dafür die Dämpfung der Schwingungen vermindert [159 b].

b. Ähnlich liegt die Frage bezüglich der böswilligen Störung. Die störende Station C sei von den Stationen  $A_1$  und  $A_2$ , deren Betrieb sie hintertreiben will, nicht weiter entfernt als diese untereinander. Ferner sei vorausgesetzt, daß es sich um normale Stationen mit mäßiger Reichweite handelt.

Vorerst muß dann sehr mit dem Fall gerechnet werden, daß die Station C durch einen passenden Empfänger die Wellenlänge von  $A_1$  und  $A_2$  ermittelt\*) und nun ihren Sender darauf abstimmt. Gelingt dies der Station C, so ist sie schon in der Lage,  $A_1$  und  $A_2$  zu stören, wenn sie nur etwa  $\frac{1}{2}$  bis  $\frac{1}{3}$  der Reichweite von  $A_1$  und  $A_2$  besitzt\*\*).

Schließen wir aber diesen Fall aus, nehmen wir an, es sei C nicht gelungen, die Wellenlänge von  $A_1$  und  $A_2$  zu ermitteln, so daß sich seine eigene Wellenlänge erheblich von derjenigen der Stationen  $A_1 A_2$  unterscheidet. Ob in diesem Fall C die Störung gelingt, hängt einfach davon ab, wie weit es seine Amplitude (Reichweite) zu steigern vermag. Wenn die Stationen  $A_1$  und  $A_2$  Empfänger mit sehr loser Koppelung besitzen, so würde tatsächlich eine praktisch kaum erreichbare Steigerung\*\*\*) der Senderschwingungen nötig sein, wenn C Erfolg haben soll. Im Vergleich zu den früheren Anordnungen bieten

\*) Jeder Wellenmesser, in welchem man als Indikator einen Wellenanzeiger verwendet, ist dafür geeignet. Die Stationsprüfer z. B. der Firma C. Lorenz und der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie sind für die Verwendung als „Fernwellenmesser“ unmittelbar eingerichtet.

\*\*) Wegen des Sicherheitskoeffizienten, mit dem  $A_1$  und  $A_2$  arbeiten müssen.

\*\*\*) Vorausgesetzt, daß es nicht C gelingt, sehr nahe an eine der Stationen heranzukommen.

also abgestimmte Empfänger einen ganz erheblich größeren Schutz gegen böswillige Störung.

c. Bezüglich des störungsfreien Arbeitens mehrerer Stationen mag folgender extreme Fall angenommen werden.  $A_1$  und  $B_1$  einerseits und ebenso  $A_2$  und  $B_2$  anderseits mögen sich an demselben Orte in sehr geringem Abstand voneinander befinden (Fig. 275). Dann sind zwei Fälle streng zu unterscheiden.

1. Die Stationen des einen Orts, z. B.  $A_1$  und  $B_1$ , arbeiten beide als gleich starke Sender, diejenigen des anderen Orts demnach beide



Fig. 275.

als Empfänger (Fig. 275). Dann läßt sich durch die Anordnungen für abgestimmte Telegraphie zweifellos erreichen, daß  $B_1$  nur die Telegramme von  $A_1$ ,  $B_2$  nur diejenigen von  $A_2$  bekommt, auch dann wenn der Unterschied der Frequenzen bei den Stationen  $A_1$  und  $A_2$  nur wenige Prozente beträgt. Auch darin ist ein großer Erfolg der abgestimmten Telegraphie zu erblicken.

2. Ganz anders liegt der Fall, wenn z. B.  $A_1$  und  $B_2$  als Sender,  $B_1$  und  $A_2$  als Empfangsstationen gebraucht werden (Fig. 276), wenn



Fig. 276.

also eine Station empfangen soll, während neben ihr eine andere Station gleichzeitig gibt.

Es kommt dann alles auf die Entfernung der Stationen  $A_1$  von  $A_2$  und  $B_1$  von  $B_2$  an. Beträgt diese Entfernung nur einen kleinen Teil der Wellenlänge, so ist es vorerst ausgeschlossen, daß  $A_2$  die Telegramme von  $B_2$  bekommt, nicht aber diejenigen der ganz nahe gelegenen Station  $A_1$ , da deren Wellen in so kleiner Entfernung vom Sender eine ungeheuer große Amplitude besitzen. Bei größerer Entfernung zwischen  $A_1$  und  $A_2$  bzw.  $B_1$  und  $B_2$  ist natürlich auch hier ein störungsfreier Verkehr der beiden Stationenpaare möglich. Wie groß die Entfernung mindestens sein muß, hängt von der Reichweite der Stationen, dem Unterschied zwischen ihren Wellenlängen und dem Verlauf der Resonanzkurve ihres Empfängers [159] ab \*).

\*) Die General Electr. Signal Co. (Fessenden) garantiert folgendes: wenn die Entfernung  $A_1 A_2$  1% der Entfernung  $A_2 B_2$  beträgt, so wird  $A_2$  durch  $A_1$  nicht mehr gestört, falls die Wellenlängen sich um 3% unterscheiden. Bei nor-

### 164. Mittel zur Geheimhaltung der Telegramme.

Daß durch die Anordnungen für abgestimmte Telegraphie allein eine völlige Geheimhaltung der Telegramme nicht erreicht wird, ist tatsächlich für viele Zwecke\*) ein großer Mangel (Militär, Marine).

a. Man kann das Auffangen der Telegramme durch Unberufene erschweren, indem man in so raschem Tempo telegraphiert, daß die gebräuchlichen Relais nicht mehr darauf reagieren und die Telegramme nur durch besonders eingeschulte Leute im Telephon abgehört werden können\*\*). Man kann ferner die Apparate so einrichten, daß leicht die Wellenlänge geändert werden kann und nun in verabredeter Weise die Wellenlänge ändern\*\*\*). Man erschwert durch diese letztere Methode einem Unberufenen das Abstimmen seiner Apparate, nicht aber das Auffangen durch nicht abgestimmte, sehr empfindliche Empfänger. Alle derartigen Mittel sind wohl als ein nicht sehr ernst zu nehmender Notbehelf, der vielleicht in speziellen Fällen Erfolg haben mag, aufzufassen. Durchaus ernsthafte Mittel sind aber die folgenden:

a) Im Empfänger wird ein Galvanometer mit wenig gedämpften Eigenschwingungen (etwa von der Art des M. Wien'schen Vibrationsgalvanometers) oder ein Telephon mit einer Membran, deren Eigenschwingungen wenig gedämpft sind, verwendet. Beide sprechen nur dann gut an, wenn die Unterbrechungszahl des Unterbrechers im Sender dieselbe ist wie die Periodenzahl des Galvanometers bzw. der Telephonmembran: Mechanische Abstimmung†).

Der Mangel ist der folgende. Ist der Unterbrecher abgestimmt, so verlaufen die Schwingungen des Galvanometers bzw. der Telephonmembran ähnlich, wie die Schwingungen in Fig. 83 S. 90: es braucht eine Anzahl Perioden, bis die Amplitude einigermaßen bedeutend geworden ist. Da die Unterbrechungszahl nicht sehr hoch sein darf, so wird durch diese Erscheinung die zulässige Telegraphiergeschwindigkeit sehr stark beschränkt. Es ist wohl diesem Mangel zuzuschreiben, daß derartige Apparate, soweit mir bekannt geworden ist, niemals praktischen Gebrauch gefunden haben.

b) Eine andere Methode ist von den verschiedensten Seiten schon seit den ersten Jahren der drahtlosen Telegraphie vorgeschlagen worden. Sie beruht darauf, daß man im Sender z. B. für einen Punkt des Morsealphabets nicht eine einzige Entladung, sondern eine Reihe von Entladungen abgibt, die in ganz bestimmten Intervallen aufeinander folgen. Der Empfänger ist so eingerichtet, daß er nur solche Schwingungen registriert, die in diesen bestimmten Intervallen aufeinander folgen.

malen Stationen soll sogar schon eine Verstimmung von  $\frac{1}{4}\%$  genügen. — Aus den Berichten über die Versuche dieser Gesellschaft geht hervor, daß ihre Apparate in dieser Beziehung tatsächlich viel leisten<sup>159)</sup>.

\*) Aber nicht für alle; für ein Schiff in Seenot ist es wichtig, daß möglichst viele Stationen seine Hilferufe bekommen.

\*\*) Gelegentlich von der Marconi- und der de Forest-Gesellschaft versucht.

\*\*\*) Gelegentlich von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie angewendet.

†) Der erste Vorschlag dieser Art ist wohl von A. Blondel gemacht worden<sup>160)</sup>.

Praktisch sind wohl nur die Apparate von Anders Bull<sup>161)</sup> gebraucht worden. Seine nicht ganz einfache Anordnung kann hier nicht im einzelnen besprochen werden. Nur das muß hervorgehoben werden, daß in neuerer Zeit mit seinen Apparaten bei praktischen Versuchen gute Resultate erzielt wurden. Daß diese Apparate, wenn sie technisch zu genügender Betriebssicherheit durchgebildet worden sind, einen fast unbedingten Schutz nicht nur gegen ein Abfangen und Stören der Telegramme, sondern auch gegen atmosphärische Störungen ergeben, kann kaum zweifelhaft sein, ebensowenig aber auch, daß die Anwendung solcher Apparate wegen ihrer Kompliziertheit auf Ausnahmefälle beschränkt bleiben muß.

### § 3. Empfänger für ungedämpfte und durch Stoßerregung erzeugte Schwingungen.

#### 165. Die verschiedenen Anordnungen.

##### a. Die Anordnungen mit Wellenanzeiger.

In den Fig. 277—280\*) sind einige Anordnungen skizziert, die speziell für ungedämpfte Schwingungen bestimmt sind. Diejenigen von Fig. 277, 278 und 279 sind von O. Pedersen<sup>162)</sup> für Metallkörnerkohärer mit Relais angegeben, Fig. 280 stellt eine Anordnung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie für den elektrolytischen Detektor und telephonische Aufnahme dar. In allen Figuren be-

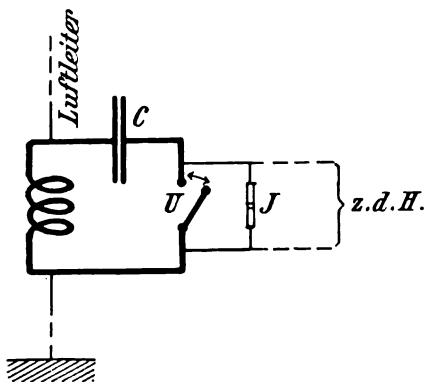


Fig. 277.

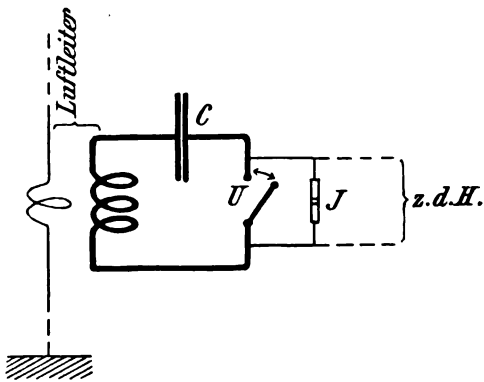


Fig. 278.

zeichnet U einen Unterbrecher nach Art einer elektrischen Klingel bezw. des in 69 f näher beschriebenen Doppelunterbrechers: er schließt und öffnet automatisch einige hundert Mal pro Sekunde die Leitung, in die er eingeschaltet ist. Im Falle von Fig. 279 wird der Kontakt abwechselungsweise nach der einen und der anderen Richtung hergestellt.

##### b. Die Tikker-Anordnungen.

\*) z. d. H. = zu den Hilfsapparaten.

Die von V. Poulsen<sup>162)</sup> vorgeschlagenen Schaltungen, sogen. „Tikker“schaltungen, bei denen einer der in Kapitel X beschriebenen Wellenanzeiger nicht zur Verwendung kommt, sind in Fig. 281 bis 283 abgebildet. Bezüglich des Unterbrechers  $U$  gilt das in **a** Gesagte. Der eigentliche Indikatorkreis ist der stark ausgezogene. Der Kondensator  $C'$  ist in allen Fällen ein sehr großer Kondensator von einigen Zehn-teln Mikrofarad, während der Kondensator  $C$  eine Kapazität von nur einigen Tausendeln Mikrofarad besitzt. Im Falle von Fig. 283 ist die Kapazität des parallel zum Telephone geschalteten Kondensators so groß, daß für die Schwingungen des Kreises die Kondensanz dieses Kondensators viel kleiner ist als die Impedanz des Telefons  $T$ , so daß das Telephone durch den Kondensator kurzgeschlossen und demnach

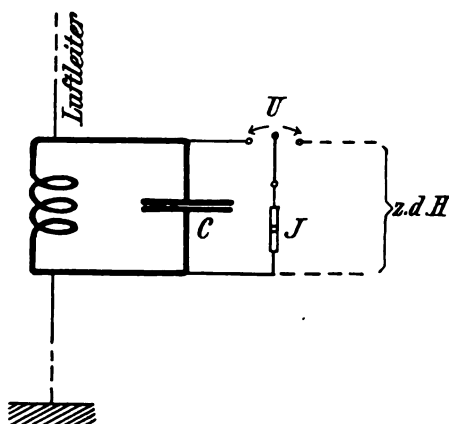


Fig. 279.

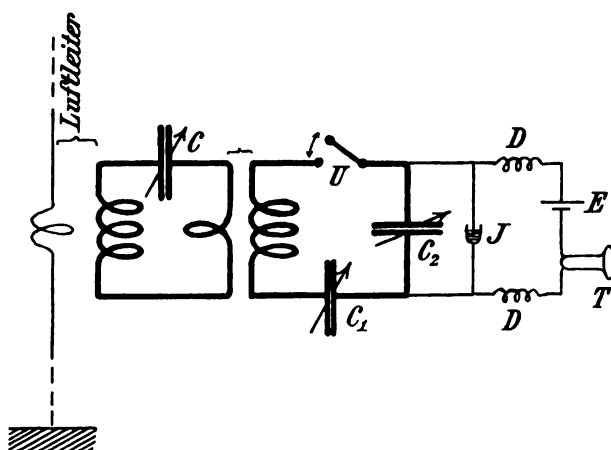


Fig. 280.

ohne merklichen Einfluß auf die Schwingungen des in Fig. 283 stark ausgezogenen Kreises ist.

c. Die technische Ausführung eines guten Unterbrechers (Tikkers), der wohl meist ähnlich wie der in 69 f beschriebene Doppel-

unterbrecher gebaut wird, ist eine Aufgabe, die weit schwieriger ist, als sie auf den ersten Blick vielleicht scheint. Sie ist von der Amal-

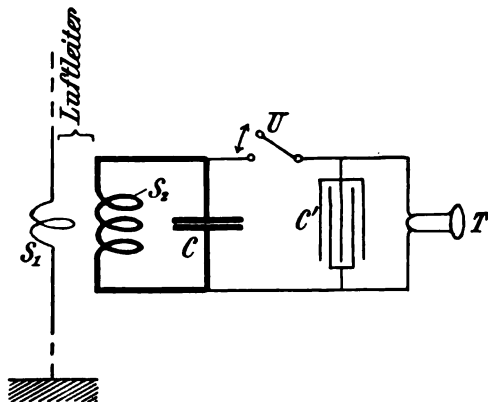


Fig. 281.

gamated Radiotelegraph Co. bzw. C. Lorenz A.G. in vorzüglicher Weise gelöst worden. Der wichtigste Teil, der Kontakt, welcher an

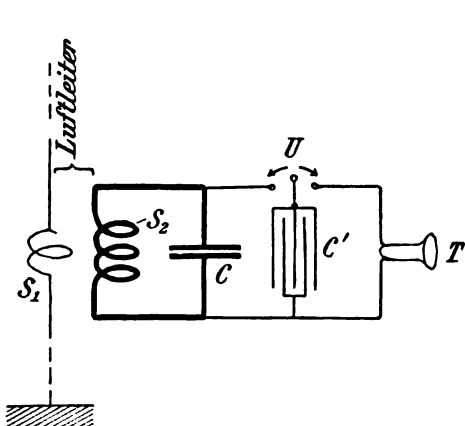


Fig. 282.

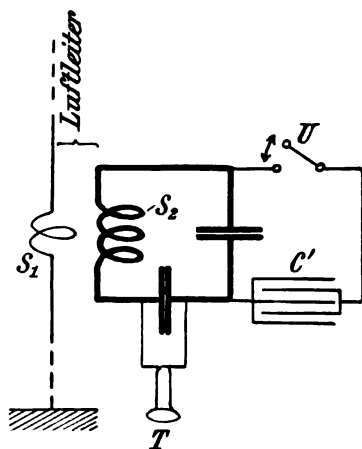


Fig. 283.

den Schwingungskreis an- und abschaltet, wird oder wurde von dieser Firma aus Golddrähten hergestellt.

#### 166. Die Bedeutung des Unterbrechers für die telephonische Aufnahme.

a. Bei Verwendung von ungedämpften Schwingungen würden die früher [146] für telephonische Aufnahme der Telegramme beschriebenen Anordnungen nicht brauchbar sein. Wenn ein Strich des Morsealphabets telegraphiert wird, so würde der Wellenanzeiger im



Anfang erregt und die Telephonmembran aus ihrer Gleichgewichtslage entfernt werden; man würde ein Knacken im Telephon hören, aber auch nicht mehr. Denn so lange Wellen von der Sendestation ankommen, so lange bleibt der Wellenanzeiger erregt, die Telephonmembran aus ihrer Ruhelage entfernt. Ein Strich des Morsealphabets würde also ebenso wie ein Punkt durch ein einfaches Knacken im Telephon sich bemerkbar machen.

Wird dagegen durch einen Unterbrecher der Wellenanzeiger abwechselungsweise an den Schwingungskreis angeschlossen und von ihm abgeschaltet, so wird beim Anschließen die Telephonmembran aus ihrer Ruhelage entfernt, beim Abschalten geht sie in die Gleichgewichtslage zurück. Man erhält also eine Bewegung der Telephonmembran von der Periode des Unterbrechers. Man hört im Telephon den Ton des Unterbrechers, solange Wellen auf den Empfänger treffen, und zwar ganz kurz, wenn ein Punkt, längere Zeit, wenn ein Strich des Morsealphabets telegraphiert werden soll.

Beim Telegraphieren mit gedämpften Schwingungen ist ein Unterbrecher entbehrlich, wenn die Anzahl der pro Sekunde aufeinander folgenden Wellenzüge nicht größer ist als die Schwingungszahl der höchsten, bequem hörbaren Töne (einige Tausend pro Sekunde). Sobald diese überschritten wird, wie es bei Stoßerregung mit Gleichstrom im allgemeinen der Fall ist, so ist auch dabei der Gebrauch eines Unterbrechers unumgänglich.

b. Der Unterbrecher stellt bis zu einem gewissen Grade ein notwendiges Übel dar. Er hat manche Ähnlichkeit mit dem Relais beim Kohärer: die Konstruktion eines guten Unterbrechers und das Einregulieren ist nicht einfach. Man kann sowohl bei Stoßerregung als bei ungedämpften Schwingungen den Unterbrecher umgehen, wenn man zur Speisung der Kondensatoren nicht Gleichstrom, sondern Wechselstrom in der früher [105] beschriebenen Art verwendet. Gibt man der Wechselstrommaschine eine Periodenzahl, die im Gebiet der Schwingungszahlen gut hörbarer Töne liegt (*„Methode der tönenden Funken“* der Gesellschaft für drahtl. Telegr.), so hört man im Empfängertelephon die abzuhörenden Telegramme stets in diesem Ton. Sie sind dadurch leicht von allen Störungen (atmosphärische und Störungen von andern Stationen) zu unterscheiden und die Versuche haben gezeigt, daß ein sicherer Empfang der Telegramme trotz der stärksten atmosphärischen Störungen möglich ist.

Marconi hat mit einer Anordnung Versuche gemacht, die gestattet, die Gleichstromstoßerregung beizubehalten, und trotzdem

vom Gebrauch eines Unterbrechers dispensiert: an der mittleren Elektrode seiner rotierenden Funkenstrecke [111] sind abwechselungsweise kleine Erhöhungen (Knöpfe) bzw. Vertiefungen angebracht. Es werden dann nicht dauernd Schwingungen erzeugt, sondern es wird nur in gewissen Intervallen der für den Übergang der Funken notwendige Abstand der Elektroden hergestellt <sup>163)</sup>.

### 167. Die Vorgänge im Empfänger mit Unterbrecher und Wellenanzeiger.

Das Indikatorsystem des Empfängers ist beim Arbeiten mit ungedämpften Schwingungen stets ganz lose gekoppelt mit dem Luftleiter. Es liegen also für das Indikatorsystem ganz ähnliche Verhältnisse vor, wie sie in 61 besprochen wurden: Sowohl die Abstimm-schärfe als die Amplituden, zu welcher die Schwingungen im Indikatorsystem ansteigen, hängen ganz wesentlich von dem Dekrement des Indikatorsystems, d. h. von dem Energieverbrauch in demselben ab. Nun haben gerade diejenigen Wellenanzeiger, die für ungedämpfte Schwingungen besonders geeignet sind (elektrolytische und Thermodektoren), einen ziemlich großen Widerstand [157]. Auch in den Zuleitungen zu den Hilfsapparaten und in diesen selbst sind Energieverluste trotz Einschaltung von Drosselspulen schwer ganz zu vermeiden. Bleibt also der Wellenanzeiger mit seinen Hilfsapparaten dauernd an den Indikatorekreis angeschaltet, so wird jedenfalls die Abstimm-schärfe, unter Umständen auch die Reichweite stark geschädigt.

Bei der Unterbrecheranordnung ist dieser Übelstand sehr geschickt umgangen. So lange der Wellenanzeiger abgeschaltet ist, fällt jeder Energieverbrauch in ihm oder den Hilfsapparaten weg. Die Amplitude im Indikatorsystem und damit auch die in demselben angesammelte Energie nimmt einen sehr hohen Betrag an. Wird jetzt der Wellenanzeiger durch den Unterbrecher angeschaltet, so wirkt auf ihn eine Schwingung sehr hoher Amplitude und es wird fast die ganze im Indikatorsystem angehäuften Energie zur Erregung des Wellenanzeigers verbraucht.

Es scheint Poulsen gelungen zu sein, auf diese Weise das Dekrement im Indikatorsystem unter 0,003 herabzudrücken <sup>164)</sup>. Ein so niedriges Dekrement würde aber, wenn ein Wellenanzeiger mit seinen Hilfsapparaten dauernd angeschlossen wäre, nicht zu erreichen sein.

Zum Aufschreiben der Telegramme verwendet die Amalgamated Radiotelegraph Co. bzw. C. Lorenz, wie es scheint, vorzugsweise Thermodektektor mit photographischer Registrierung. Kohärer mit Relais ist für ungedämpfte Schwingungen ungeeignet.

### 168. Die Tikkeranordnungen.

a. Der Gedanke bei den Anordnungen von Poulsen (Fig. 281 bis 283) ist der folgende. Solange der Kondensator  $C'$  von dem Schwingungskreis  $CS_2$  abgeschaltet ist, sammelt sich im letzteren eine verhältnismäßig große Energie an. Wird nun durch den Tikker der große Kondensator  $C'$  dem kleinen  $C$  parallel geschaltet, so nimmt  $C'$  den größten Teil des Stroms und damit auch der angesammelten Energie in sich auf; er erhält eine verhältnismäßig große Ladung, die durch das Telephon  $T$  entladen wird und dort ein Knacken hervorruft. Das tatsächliche Resultat entspricht auch diesem Gedanken, wenn auch im Falle von Fig. 282 die Vorgänge im einzelnen etwas komplizierter werden.

b. Die Empfindlichkeit dieser Anordnung scheint bei Benützung eines Telephons mindestens dieselbe zu sein, wie bei Anordnungen mit den besten der in Kap. X beschriebenen Wellenanzeiger.

### 169. Die praktischen Erfolge.

a. In 163 wurde die Frage besprochen, wie weit durch Abstimmung im Empfänger bei gedämpften Schwingungen das Abfangen der Telegramme und die Störung der Stationen vermieden werden kann. Es drängt sich die Frage auf, ob durch Verwendung ungedämpfter Schwingungen die Verhältnisse sich wesentlich geändert haben.

Daß bezüglich der Wahrung des Depeschengeheimnisses die ungedämpften Schwingungen gegenüber den gedämpften einen Vorteil bedeuten, geht schon aus dem in 163a ausgeführten hervor: je geringer die Amplitude ist, mit der eine bestimmte Reichweite erzielt werden kann, umsomehr wird ein Abfangen der Telegramme erschwert.

Aus demselben Grunde bieten ungedämpfte Schwingungen wohl auch einen größeren Schutz gegen eine böswillige Störung.

Bezüglich der gegenseitigen Störung von zwei Stationen (und damit auch der Verwendbarkeit für Mehrfachtelegraphie) sollte man denken, daß die ungedämpften Schwingungen bei der außerordentlich losen Koppelung im Empfänger und der sehr geringen Dämpfung im Indikatorsystem außerordentliche Vorteile bieten und eine ganz besonders große Abstimmsschärfe garantieren. Das würde auch der Fall sein, wenn man im Sender dieselben Verhältnisse hätte wie bei gedämpften Schwingungen. Tatsächlich ist aber bei unge-

dämpften Sendern die Frequenz nie ganz konstant. Jede Inkonstanz muß aber die Abstimmsschärfe stark herabdrücken. Nach den dürftigen Angaben, die bis jetzt in die Öffentlichkeit gelangt sind, scheint es in der Tat, daß die Abstimmsschärfe, die man mit gedämpften Schwingungen wirklich erzielt, nicht merklich größer ist als mit ungedämpften Schwingungen\*).

b. Bei Stoßerregung im Sender sind zwei Fälle zu unterscheiden. Erfolgt die Ladung der Kondensatoren durch einen Funkeninduktor oder Wechselstromtransformator und arbeitet man mit verhältnismäßig kleiner Funkenzahl, so ist die Amplitude der Schwingungen sehr konstant. Dann kommt die geringe Dämpfung der durch Stoßerregung erzeugten Wellen (bei der Schaltung Fig. 161 S. 181) zur vollen Geltung. Die Schwingungen müssen bezüglich der Abstimmsschärfe viel günstiger sein als die gewöhnlichen gedämpften Schwingungen.

Bei Ladung der Kondensatoren durch Gleichstrom und dadurch bedingter sehr hoher Entladungszahl [105] fällt dagegen ins Gewicht, daß die Amplitude der Senderschwingungen nicht die gleiche Konstanz besitzt. Dadurch kann aber die Abstimmsschärfe ebenso herabgedrückt werden wie durch ein Schwanken der Frequenz. Die bisherigen Erfahrungen sind aber wohl noch zu gering, als daß ein Urteil darüber möglich wäre, was auf diesem Wege erzielt werden kann.

### 170. Empfänger für drahtlose Telephonie.

a. Die Anordnung von Poulsen<sup>166)</sup> ist in Fig. 284 schematisch dargestellt. Die Systeme I (Antenne) und II (Kondensatorkreis  $C_1 S_1$ ) sind direkt (bezw. elektrisch), II und III (Kondensatorkreis  $C_2 S_2$ ) induktiv gekoppelt\*). Im Nebenschluß zu einem Teil der Spule  $S_3$  befindet sich der Thermodektektor (Th.).

Je stärker die Amplitude der ankommenden Wellen ist, umso größer wird auch die Amplitude der Schwingungen in I, II und III, umso stärker auch die im Thermodektektor erregte EMK und der Strom, den er durch das Telephon hindurchschickt. Einer Schwingung von der Form Fig. 285a würde ein Telephonstrom ungefähr von der Form Fig. 285b entsprechen. Man bekommt im Telephon einen Strom

\*) Die Amalgamated Radiotelegr. Co. gibt<sup>165)</sup> z. B. an, daß Doppellempfang an derselben Antenne bei 5% Wellenlängendifferenz möglich sei. Das ist nicht mehr, als man mit gedämpften Schwingungen ebenfalls erreicht.

In derselben Abhandlung ist die Vermutung ausgesprochen, daß es möglich sein werde, bis zu einem geringen Bruchteil von 1% Wellenlängendifferenz herabzugehen. Ob das inzwischen erreicht worden ist, ist mir nicht bekannt geworden.

derselben Periode, mit der die Amplitude der Senderschwingungen zu- und abnimmt, d. h. einen Strom\*) derjenigen Periode, welche der in das Mikrophon des Senders hineingesprochene Ton besitzt.

Die technische Ausführung ist aus der linken Hälfte der Fig. 179 auf S. 202 ersichtlich.  $C_1$ ,  $C_2$  sind variable Luftkondensatoren, die in Fig. 286 a und b noch

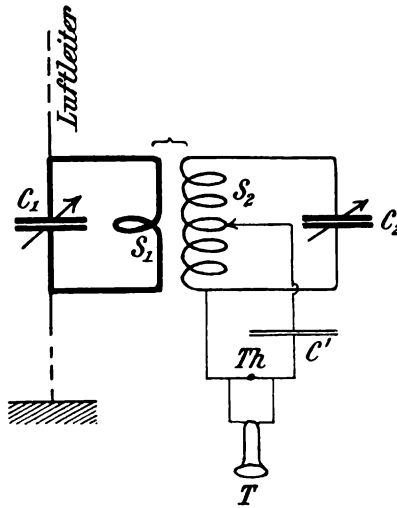


Fig. 284.

besonders abgebildet sind. Die Spulen  $S_1$  und  $S_2$  sind in Fig. 286 c ebenfalls noch einmal in größerem Maßstabe dargestellt; die obere der beiden Spulen ist drehbar, so daß der Koppelungsgrad zwischen  $S_1$  und  $S_2$  geändert werden kann.

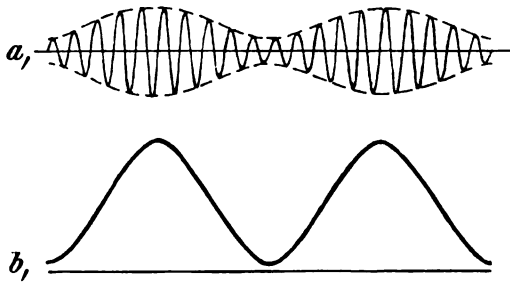


Fig. 285.

**b.** Die Schaltung der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie<sup>167)</sup> zeigt Fig. 287. Während die Anordnung von Poulsen

\*) Die Amplitude dieses Stromes hängt sehr wesentlich von der Trägheit des Thermodektors und damit von den Abkühlungsverhältnissen ab.

so eingerichtet ist, daß die Resonanz besonders stark zur Wirkung kommt, befindet sich in Fig. 287 der elektrolytische Detektor J überhaupt nicht in einem besonderen Schwingungskreis\*), sondern im Nebenschluß zu der Spule S, die einen Teil des Luftleiters ausmacht,

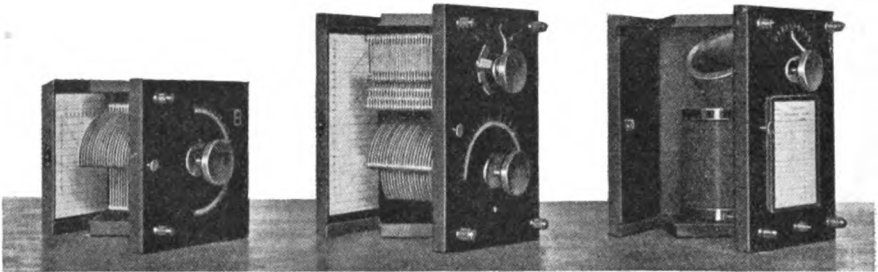


Fig. 286.

so daß eine Resonanzwirkung wegen der verhältnismäßig starken Dämpfung des Luftleiters nur sehr wenig hervortreten kann. Es soll dadurch verhütet werden, daß durch die Resonanzwirkung eine Verzerrung der Sprache eintritt: die zeitliche Änderung der Amplitude im resonierenden System weicht im allgemeinen umsomehr ab von der zeitlichen Änderung der Amplitude im erregenden System, je geringer das resonierende System gedämpft ist.

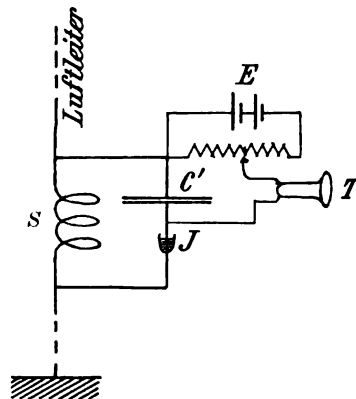


Fig. 287.

Die praktische Ausführung ist zum größten Teil aus Fig. 177, S. 200 zu ersehen. Ganz links auf dem Tische befindet sich der elektrolytische Detektor. Die veränderliche Spule S, die wie das Variometer Fig. 96, S. 107 ausgebildet ist, ist durch die linksstehende Lampenserie verdeckt.

\*) C' ist ein Sperrkondensator großer Kapazität.

c. R. A. Fessenden <sup>168)</sup> hat eine Anordnung vorgeschlagen, die er „Heterodyn“empfänger nennt und die bei seiner Anordnung für drahtlose Telephonie das gewöhnliche Telephon ersetzen soll. Es ist eine Art Resonanztelephon, dessen Magnet durch einen Kern aus sehr feinen Eisendrähten ersetzt ist. Das magnetische Feld in diesen Drähten wird hervorgerufen durch eine Spule, die mit dem Strom einer Hochfrequenzdynamo beschickt wird. Die Membrane des Telephons ist eine Glimmermembran; sie trägt eine ganz feine Spule, durch welche die Empfängerschwingungen hindurchgeleitet werden. Diese Empfängerschwingungen rufen dann eine maximale Bewegung der Telephonmembran hervor, wenn ihre Periode und damit auch die Periode der Hochfrequenzdynamo im Sender identisch ist mit der Periode der Hochfrequenzdynamo im Empfänger. Nach den Angaben von Fessenden schadet es indes nicht viel, wenn eine kleine Differenz zwischen den Perioden der beiden Maschinen Anlaß zur Entstehung von Schwebungen gibt.

---

## XII. Kapitel.

# Gerichtete Telegraphie<sup>169)</sup>.

### § 1. Sender für gerichtete Telegraphie.

#### 171. Die Charakteristik der Fernwirkung.

Das Ziel der „gerichteten Telegraphie“ ist, die Wellen des Senders auf einen ganz engen Winkelraum zu beschränken, so daß ein Empfänger nur dann von den Wellen getroffen wird, wenn er sich in diesem Winkelraum befindet. Was bis jetzt tatsächlich erreicht worden ist, sind Sender, deren Wellen in den verschiedenen Richtungen sehr verschiedene Amplitude haben.

a. Wie weit in jedem Falle die „Richtbarkeit der Wellen“ erreicht ist, d. h. wie weit die Wirkung eines Senders für die verschiedenen Richtungen sich unterscheidet, davon verschafft man sich ein anschauliches Bild durch die folgende Darstellung. Man denkt sich in einer bestimmten Entfernung vom Sender, aber in ver-

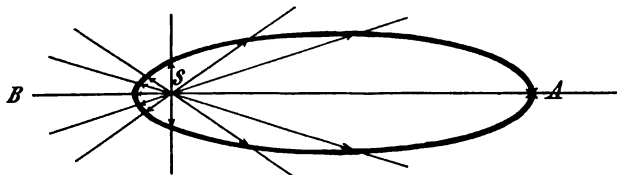


Fig. 288.

schiedenen Richtungen die Amplitude der Wellen gemessen und trägt diese Amplituden vom Sender aus in denjenigen Richtungen, in denen sie gemessen wurden, als Vektoren auf (Fig. 288). Die Endpunkte dieser Vektoren verbindet man durch eine Kurve. Diese Kurve, die „Charakteristik der Fernwirkung“, gibt dann unmittelbar einen Überblick über die Brauchbarkeit des betreffenden Senders für gerichtete Telegraphie.



Die Charakteristik aller symmetrischen vertikalen Sender ist demnach ein Kreis. Erhält man als Charakteristik die Kurve Fig. 289, so heißt das: der betreffende Sender schickt nach allen Richtungen Wellen aus, aber seine Wirkung in der Richtung SB ist bedeutend geringer als diejenige in allen anderen Richtungen. Der Fall Fig. 290 würde einen viel günstigeren Sender darstellen: in der Richtung SB sendet er gar keine Wellen aus, in der Richtung SA ganz besonders kräftige; in Richtungen, die nur wenig von SA abweichen, ist die

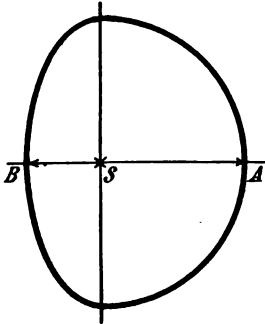


Fig. 289.

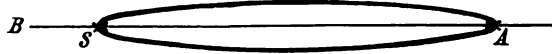


Fig. 290.

Wirkung sehr viel geringer. Mit einem solchen Sender würde das Ziel der gerichteten drahtlosen Telegraphie schon erreicht sein; seine Wirkung ist praktisch auf einen äußerst engen Winkelraum beschränkt.

b. Die Charakteristik eines Senders hängt im allgemeinen von der Entfernung\*) ab, in welcher die Amplitude gemessen gedacht ist. Man kann also streng genommen nur von der Charakteristik eines Senders für eine bestimmte Entfernung reden.

Wenn allerdings die Entfernung vielmals größer ist als die Wellenlänge der Schwingung, so wird sich im allgemeinen für noch größere Entfernungen die Form der Charakteristik nicht mehr merklich ändern\*\*). Man darf also von „der“ Fernwirkungs-Charakteristik eines Senders für große Entfernung sprechen. Diese Charakteristik erhält man auch, indem man die Reichweiten des Senders (für einen bestimmten Empfänger) in den verschiedenen Richtungen als Vektoren aufträgt.

Für Entfernungen aber, die nicht groß sind gegen die Wellenlänge oder gar kleiner als dieselbe, muß die Form der Charakteristik von der Entfernung stark abhängen. Hat man also durch Messungen

\*) Davon, daß die Charakteristik auch von der Verteilung von Wasser und Land und anderen lokalen Einflüssen abhängt, ist im folgenden abgesehen; es ist immer homogener Boden vorausgesetzt.

\*\*) Für Sender, die sich auf sehr gut leitendem Boden befinden, ist das sicher; für solche auf schlecht leitendem Boden sehr wahrscheinlich.

in verhältnismäßig kleinem Abstand vom Sender die Charakteristik für diesen Abstand bestimmt, so kann daraus kein Schluß gezogen werden auf die Form der Charakteristik für große Entfernung und damit auf die praktische Brauchbarkeit des Senders. Auch wenn also von einem Sender nachgewiesen wurde, daß er auf kleine Entfernung eine sehr günstige Charakteristik besitzt, kann trotzdem für große Entfernung seine Charakteristik sich fast vollkommen zu einem Kreise abrunden.

### 172. Verwendung von Spiegeln.

Es liegt sehr nahe, den außerordentlich günstigen Fall von Fig. 290 dadurch zu realisieren, daß man nach dem Vorgang der bekannten Spiegelversuche von Hertz parabolische Spiegel verwendet. Tatsächlich ist auch sehr häufig vorgeschlagen worden, solche Spiegel aus Blech oder Drähten zu benützen, um die Wellen nur in einer bestimmten Richtung auszusenden. Auch Marconi hat anfangs Versuche mit solchen Spiegeln gemacht.

Das hatte einen guten Sinn, solange man mit ganz kurzen Wellen arbeitete. Jetzt ist die Wellenlänge der praktisch benützten Wellen 600—3000 m. Damit aber ein Spiegel dieselbe Wirkung wie in der Optik oder bei den Hertz'schen Versuchen hat, dürfen die Dimensionen des Spiegels jedenfalls nicht klein gegen die Wellenlänge sein. Diese Bedingung bei den jetzigen Wellenlängen zu erfüllen, ist praktisch nahezu ausgeschlossen.

### 173. Abschirmungsversuche (J. Zenneck).

Eine Charakteristik von der Art der Fig. 289, d. h. einen Sender, der in einer bestimmten Richtung SB besonders wenig strahlt, her-

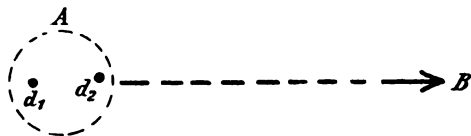


Fig. 291.

zustellen, wurde vom Verfasser vor längerer Zeit (1900) in der folgenden Weise versucht.

An einer Station A (Kugelbake bei Cuxhaven) waren zwei vertikale Drähte  $d_1$ ,  $d_2$  (Fig. 291) von ca. 30 m Länge im Abstand von ca. 6 m aufgehängt. Ungefähr, aber nicht genau in der Richtung  $d_1$ ,  $d_2$  lag die Empfangsstation B (Leuchtturm Altenbruch), etwa 9 km von A entfernt. Die Wirkung des Senders —

wenn nur ein Luftdraht vorhanden war — war so, daß die Telegramme in der Empfangsstation gut aufgenommen wurden, aber auf die doppelte Entfernung eben nicht mehr angekommen sein würden; es wurde also mit einem Sicherheitskoeffizienten von nicht ganz 2 gearbeitet. Es wurden nun folgende Versuche gemacht:

1.  $d_1$  als Sender benützt,  $d_2$  nicht geerdet; Telegramme in B vollkommen deutlich;
2.  $d_1$  Sender,  $d_2$  geerdet; in B keine Wirkung;
3.  $d_2$  Sender,  $d_1$  geerdet; Telegramme in B vollkommen deutlich.

Aus 1. und 2. mußte geschlossen werden, daß es möglich ist, durch einen zum Sender parallelen Draht die Reichweite nach einer bestimmten Richtung stark zu schwächen, indem man den Draht

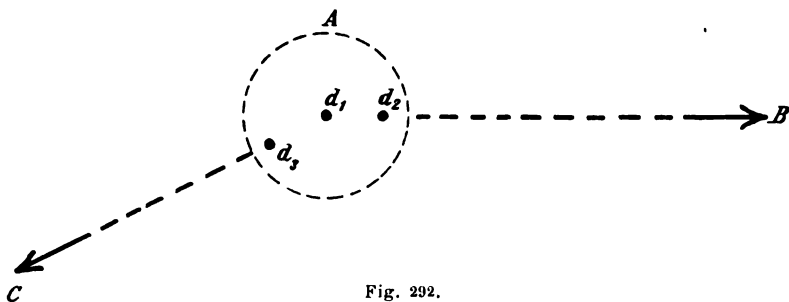


Fig. 292.

erdet, aus 3., daß dadurch die Reichweite in der entgegengesetzten Richtung nicht merklich geschwächt wird.

Es konnte nach dem Ausfall der Versuche kein Zweifel sein, daß z. B. eine Station A (Fig. 292) nach einer Station B Telegramme senden kann, die eine dritte ebenso weit von A entfernte Station C nicht bekommt (bezw. umgekehrt), indem auf der Station A der Draht  $d_1$  als Sender benützt,  $d_3$  geerdet und  $d_2$  von Erde isoliert wird (bezw.  $d_2$  geerdet und  $d_3$  isoliert).

In neuerer Zeit sind diese Versuche von der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie wieder aufgenommen und die früher erhaltenen Resultate bestätigt worden. Dabei erwies sich als eine notwendige Bedingung für die Schirmwirkung, daß der abschirmende Luftleiter auf die Senderschwingungen abgestimmt ist, wie es bei den Versuchen tatsächlich der Fall war, wenn man den abschirmenden Luftleiter erdete. Die Versuche sind nicht so weit fortgesetzt worden, daß ein Urteil darüber, was auf diesem Wege erreicht werden kann, möglich wäre. Jedenfalls führt diese Methode auf große praktische Schwierigkeiten.

### 174. Doppelantenne im Abstand einer halben Wellenlänge (A. Blondel)<sup>170)</sup>.

Der Grundgedanke\*) ist der folgende: Man benützt zwei gleiche Antennen, in denen die Ströme um  $180^\circ$  in der Phase gegeneinander verschoben sind, und die einen Abstand von  $\frac{1}{2}$  Wellenlänge haben (Fig. 293).

Wie aus 27 leicht abzuleiten ist, heben sich für einen Punkt,

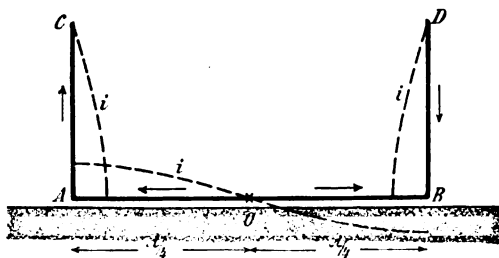


Fig. 293.

der von O aus gesehen senkrecht zur Ebene der beiden Antennen liegt, die Felder der beiden Antennen auf. Für Punkte dagegen,

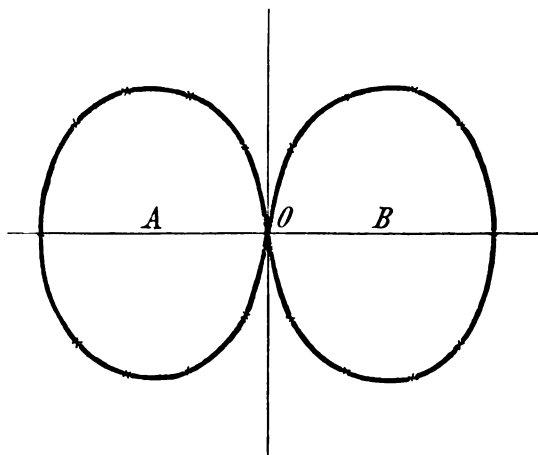


Fig. 294.

die in der Ebene der beiden Antennen liegen, sind die Felder der beiden Antennen gleichphasig\*\*), verstärken sich also: man bekommt

\*) Diese und ähnliche Anordnungen sind von den verschiedensten Seiten vorgeschlagen worden: z. B. J. St. Stone<sup>170)</sup>.

\*\*) Die Ströme in den Antennen sind um  $180^\circ$  in der Phase verschoben, aber die Wege, welche die Wellen zurückzulegen haben, unterscheiden sich auch noch um  $\frac{1}{2}$  Wellenlänge [vgl. 27 a].

in dieser Richtung eine maximale Wirkung. Die Charakteristik eines solchen Senderpaars für große Entfernung ist in Fig. 294 gezeichnet für den Fall, daß die Sender sich auf sehr gut leitendem Boden befinden und demnach die Beziehungen von 27 anwendbar sind.

Erregen lassen sich Schwingungen der in Fig. 293 angegebenen Art z. B. dadurch, daß man das Senderpaar an einem der beiden Strombäuche mit einem Kondensatorkreis koppelt, der auf die in Fig. 293 gezeichnete Oberschwingung des Senderpaares abgestimmt ist.

Auf Veranlassung von A. Blondel hat Ferrié einige Versuche mit der beschriebenen Anordnung gemacht. Sie zeigten die Wirksamkeit der Anordnung, konnten aber nicht auf so große Entfernung ausgedehnt werden, daß ein abschließendes Urteil über den Wert der Anordnung möglich wäre.

### 175. Mehrere Antennen mit phasenverschobenen Schwingungen

(F. Braun)<sup>171)</sup>.

a. Eine der Anordnungen, mit denen F. Braun Versuche gemacht hat, ist die in Fig. 295 dargestellte: in den Antennen  $S_2, S_3$  sind die Schwingungen gleichphasig, in der Antenne  $S_1$  um  $270^\circ$  in der Phase dagegen verschoben. Die Amplituden verhalten sich in  $S_1:S_2:S_3$  wie  $1:0,5:0,5$ ; der Abstand  $a$  ist  $= \lambda/4$ . In diesem Fall gibt die Rechnung (für sehr gut leitenden Boden) als Charakteristik die Kurve b von Fig. 296 d. h. maximale Strahlung in der Richtung SA, über-

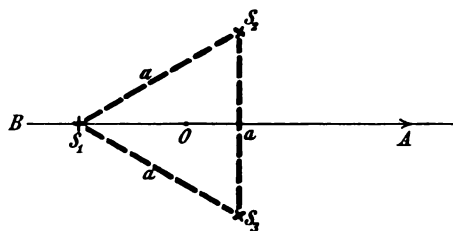


Fig. 295.

haupt keine Strahlung in der entgegengesetzten Richtung. Im Einklang damit ergaben die Versuche besonders starke Wirkung in der Richtung SA. In der entgegengesetzten Richtung verschwand die Wirkung nicht ganz, war aber außerordentlich viel geringer\*).

Noch günstigere Charakteristiken (Fig. 296 Kurve c) erhält man nach der Theorie mit vier geeignet angeordneten Antennen.

\*) Bei einem Versuch betrug z. B. der Ausschlag eines Meßinstruments im Empfänger für die Richtung SA 30, in der entgegengesetzten Richtung 2 Skalenteile.

b. Die Hauptschwierigkeit bei dieser Anordnung bestand in der Aufgabe, die verschiedenen Sender mit Schwingungen von vorgeschriebener Phasendifferenz zu erregen\*). Sie ist von L. Mandelstam und N. Papalex<sup>172)</sup> mit einer Methode gelöst worden, die aus folgender Überlegung abgeleitet werden kann.

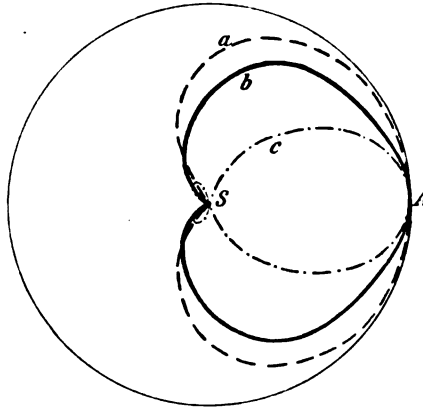


Fig. 296.

1. Der Kondensatorkreis  $FC'AC_1BC''F$  (Fig. 297) möge in Schwingungen versetzt sein. Bezeichnet dann  $\mathcal{U}$  die Spannung zwischen den Punkten B und A,  $\mathcal{U}_1$  die Spannung zwischen den Belegungen des Kondensators  $C_1$ ,  $\mathcal{E}_i$  die EMK, die längs

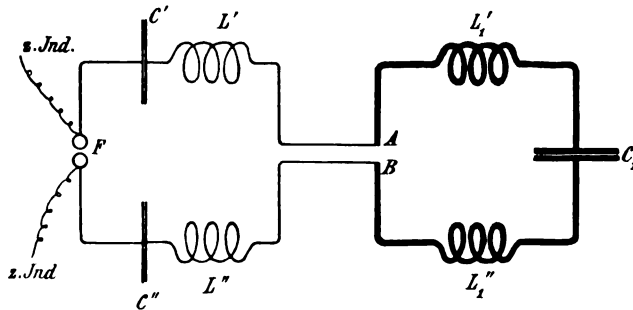


Fig. 297.

$AL_1'C_1L_1''BA$  induziert wird, so besteht bei sehr kleinem Ohm'schen Widerstand annähernd die Beziehung  $\mathcal{U} = \mathcal{U}_1 + \mathcal{E}_i$ .

Gegen den Strom  $J^{**})$  ist  $\mathcal{U}_1$  um  $90^\circ$  in der Phase verfrüht,  $\mathcal{E}_i$  um  $90^\circ$  verspätet. Die Schwingungskurven haben also die Gestalt von Fig. 298.

\*) Die in der Wechselstromtechnik gebräuchliche Methode: Verzweigung zwischen induktionslosem und induktivem Widerstand ist im vorliegenden Fall nicht verwendbar, da die induktionslosen Widerstände so hoch sein müßten, daß sie die Dämpfung in unzulässiger Weise erhöhen würden.

\*\*) In Fig. 298 mit  $i$  bezeichnet.

2. Nun mögen die Punkte A und B durch eine Spule extrem hoher Induktanz verbunden sein. Die schnellen Schwingungen des Kondensatorkreises verlaufen dann so, wie wenn die Spule überhaupt nicht vorhanden wäre. Für die Zeit dagegen, während welcher der Kondensatorkreis durch den Induktor geladen wird, bildet die Spule einen Kurzschluß des Kondensators  $C_1$ . Es muß also die

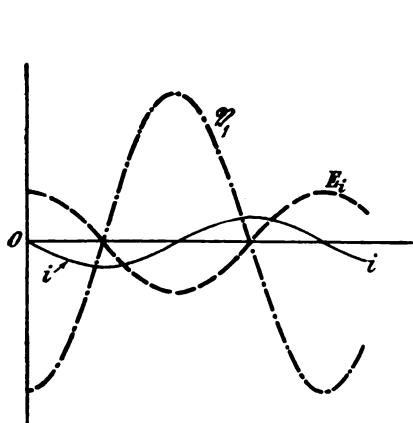


Fig. 298.

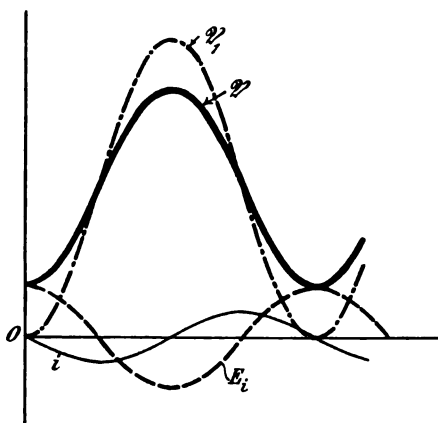


Fig. 299.

Spannung  $\mathcal{V}_1$  im Anfang Null sein, sie kann nicht, wie es Fig. 298 darstellt, im Anfang einen Maximalwert haben.

Dann addiert sich zu der in Fig. 298 dargestellten veränderlichen Spannung noch eine konstante Spannung, deren Größe = der Amplitude der variablen

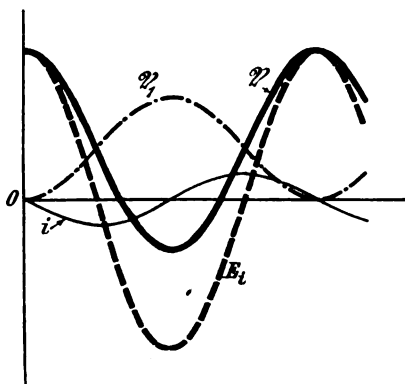


Fig. 300.

Spannung  $\mathcal{V}_1$  von Fig. 298 ist. Infolge davon verschieben sich die Kurven für  $\mathcal{V}_1$  und  $\mathcal{V}_2$ ; sie nehmen die Gestalt von Fig. 299 an, wenn  $\mathcal{V}_{10} > \mathcal{E}_{10}$  ist, andernfalls diejenige von Fig. 300. Wesentlich für das folgende ist, daß im ersten Falle, d. h. wenn  $\mathcal{V}_{10} > \mathcal{E}_{10}$  oder, was dasselbe ist,  $\frac{1}{\omega C_1} > \omega L_1$ , d. h. die Kondensanz des Kreises  $AC_1B$  größer ist als die Induktanz, das Maximum

der Spannung  $\mathfrak{U}$  nach einer halben Periode des Kondensatorkreises  $FC'AC_1BC''F$  eintritt. Im zweiten Fall, der für das folgende nicht interessiert, tritt das Maximum der Spannung  $\mathfrak{U}$  unmittelbar nach dem Einsetzen der Schwingungen auf.

3. Es soll nun die Anordnung von Fig. 297 zu derjenigen von Fig. 301 erweitert werden. Die Funkenstrecke  $F_1$  sei auf maximale Schlagweite, d. h. so eingestellt, daß dort eben Funken übergehen, wenn bei  $F$  ein Funke einsetzt. Die Kondensatorkreise I\*) und II sollen aufeinander abgestimmt sein.

Läßt man dann bei  $F$  einen Funken überschlagen, so gerät gleichzeitig in Schwingungen der Kondensatorkreis II und der Kondensatorkreis  $FC'AC_1BC''F$ . Der Funke bei  $F_1$  und damit die Eigenschwingungen des Kondensatorkreises I setzen erst ein, wenn die Spannung  $\mathfrak{U}$  bei  $F_1$  ihr Maximum erreicht hat, d. h. nach einer halben Periode des Kondensatorkreises  $FC'AC_1BC''F$ . Da man die Periode dieses Kondensatorkreises durch Veränderung der Spulen  $L'L''$  innerhalb gewisser

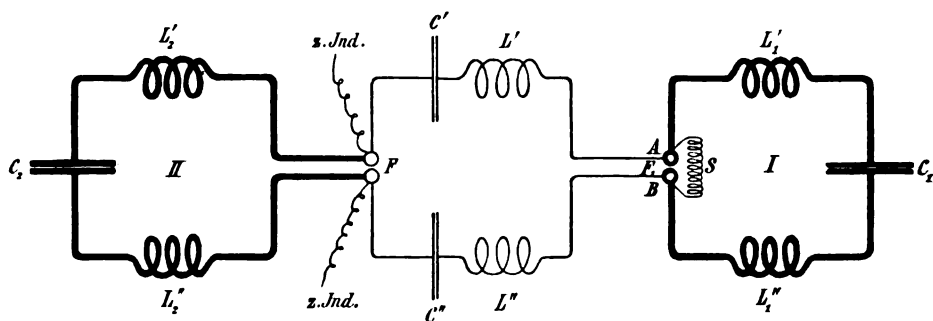


Fig. 301.

Grenzen beliebig variieren kann, so hat man damit ein Mittel, die Eigenschwingungen des Kondensatorkreises I eine beliebige Zeit später einsetzen zu lassen als die Schwingungen des Kondensatorkreises II, d. h. den Schwingungen des Kreises I gegenüber denjenigen des Kreises II eine beliebige Phasendifferenz zu erteilen.

c. Zur praktischen Ausführung der Methode ist noch das folgende zu bemerken:

1. Es ist vor allem der oben vorausgesetzte Fall  $\frac{1}{\omega C_1} > \omega L_1$  zu realisieren. Das ist gleichbedeutend [5a] mit der Bedingung: es muß die Frequenz des Kondensatorkreises  $FC'AC_1BC''F$  größer sein als diejenige des Kondensatorkreises I.

2. Es ist günstig, die resultierende Kapazität der Kondensatoren  $C'C''$  gleich der Kapazität der Kondensatoren  $C_1$  bzw.  $C_2$  zu machen: der Wirkungsgrad der ganzen Anordnung wird dadurch ein Maximum.

3. Die drei Teile, in welche die Anordnung zerfällt (vgl. Fig. 301),

\*) Das heißt  $F_1 L_1' C_1 L_1'' F_1$ .



dürfen nicht merklich aufeinander induzieren. Sonst werden die Vorgänge viel verwickelter, als es oben angegeben wurde.

4. Damit der Funke bei  $F_1$  wirklich sofort einsetzt, wenn die Spannung dort ein Maximum geworden ist, empfiehlt es sich, die Funkenstrecke  $F_1$  mit dem ultravioletten Licht der Funkenstrecke  $F$  zu belichten oder irgendwelche ionisierende Mittel in die Nähe von  $F_1$  zu bringen.

#### 176. Horizontaler Sender Marconi's<sup>173)</sup>.

Die größten Erfolge, die bisher mit gerichteter Telegraphie erzielt worden sind, sind diejenigen von Marconi. Er benützt einen

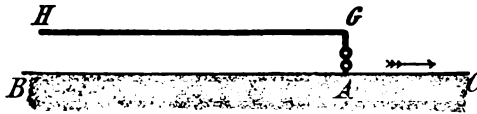


Fig. 302.

Sender, der aus einem kürzeren vertikalen und einem längeren horizontalen Teil besteht, im einfachsten Fall also die Form von Fig. 302 besitzt \*).

Wenn Marconi von diesem Sender nachgewiesen hat, daß er auf eine Entfernung von ca. einer Wellenlänge eine Charakteristik

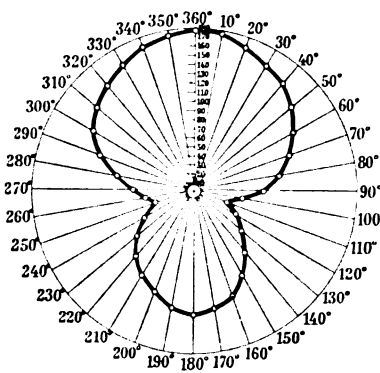


Fig. 303.

der Form Fig. 303\*\*) besitzt, so beweist das nach 171b nichts für die Wirkung des Senders auf große Entfernung.

\*) Bei den Versuchen von Marconi war die Wirkung am günstigsten, wenn der horizontale Teil  $\frac{1}{5}$  der Wellenlänge war. Für dieses Verhältnis stellt Fig. 303 die Charakteristik dar.

\*\*) Aus Proc. Royal Soc. A. 77, S. 415, 1906. — Die Richtung  $360^\circ$  entspricht der Richtung AC in Fig. 302.

Allein Marconi hat auch durch Fernversuche festgestellt, daß dieser Sender auf große Entfernung eine weit stärkere Wirkung liefert in der Richtung AC als in der entgegengesetzten. Es muß demnach auch die Charakteristik für große Entfernung eine viel größere Ausdehnung besitzen in der Richtung AC als in der entgegengesetzten.

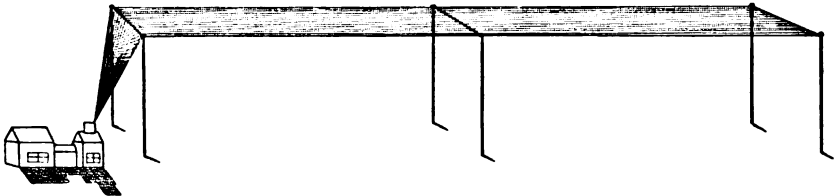


Fig. 304 \*).

Ein ausgeführter Sender nach dem Typus von Fig. 302 ist in Fig. 304 schematisch dargestellt. Es ist der von Marconi für seine transatlantischen Stationen gebrauchte <sup>173a)</sup>.

#### 177. Die gerichteten Sender von G. Bellini und A. Tosi <sup>174)</sup>.

Wesentlich an diesen Sendern ist die Verwendung von zwei schiefen Luftleitern, die entweder als Teile eines offenen Senders

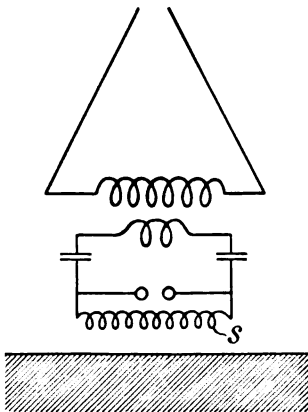


Fig. 305.

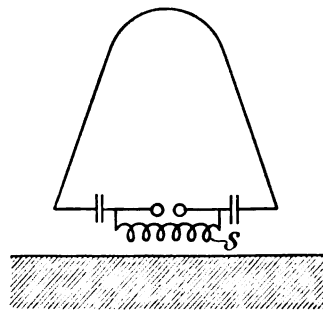


Fig. 306.

(Fig. 305) oder eines geschlossenen Kondensatorkreises (Fig. 306) ausgebildet sind \*\*). Nach Versuchen, die in der Gegend von Dieppe mit

\*) Aus dem Jahrb. für drahtl. Tel. 1, 608. 1908.

\*\*) Es handelt sich dabei wohl um eine Kombination der Doppelantennen von A. Blondel [174] mit den schiefen Antennen von F. Braun [180].

diesen Sendern angestellt wurden, geben dieselbe eine maximale Wirkung in der Ebene der beiden Luftleiter, eine minimale in der Richtung senkrecht dazu. Die Fernwirkungs-Charakteristik war bei den Versuchen ungefähr von der Form der Fig. 294.

### 178. Die Wirkungsweise der Sender für gerichtete Telegraphie (J. Zenneck <sup>175</sup>).

a. Die Wirkungsweise der in 176 ff. besprochenen Sender findet keine Erklärung, so lange man die Erde als extrem gut leitend betrachtet.

Nehmen wir als Beispiel den Marconi'schen Sender (Fig. 302). Wenn man die Erde als extrem gut leitend voraussetzt, so ist man berechtigt, den Sender von Fig. 302 und die Wirkung des Bodens zu ersetzen durch den Sender von Fig. 307 ohne Boden [120 a] und das Feld dieses Senders zu berechnen aus der

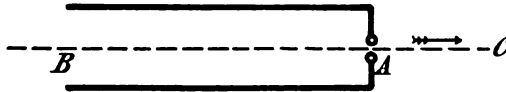


Fig. 307.

Wirkung der einzelnen Stromelemente der Antenne [27 b]. Bei ebener Erdoberfläche würde es dann für die Wirkung auf einen Empfänger an der Erdoberfläche ankommen auf das Feld in der Äquatorebene und damit auf die Energiestrahlung in der Richtung der Äquatorebene, d. h. in der Richtung der Erdoberfläche.

Für das Feld in der Äquatorebene heben sich aber die Beiträge der beiden horizontalen Teile der Antenne (Fig. 307) umsomehr auf, je größer die Entfernung des Empfängers vom Sender ist. Für große Entfernungen, um die es sich bei der drahtlosen Telegraphie immer handelt, bleibt praktisch nur übrig die Wirkung des vertikalen Teils, und diese ist aus Symmetriegründen für alle Richtungen dieselbe. Der Sender könnte nicht für gerichtete Telegraphie gebraucht werden.

Da tatsächlich der Sender nach den Versuchen von Marconi als gerichteter Sender wirkt, so liegt die Vermutung nahe, daß bei seiner Wirkung das geringe Leitvermögen der Erde eine wesentliche Rolle spielt.

b. Es soll deshalb untersucht werden, welchen Einfluß ein geringes Leitvermögen der Erde haben würde, vorerst wenn die Erdoberfläche eben wäre.

Das Leitvermögen soll aber immerhin als so groß vorausgesetzt werden, daß die Wellen die Erdoberfläche als Führung benutzen. Dann gelten die in 121 ff. angegebenen Beziehungen. Wesentlich ist, daß die Richtung des elektrischen Felds an der Erdoberfläche nicht mehr senkrecht zur Erdoberfläche ist. Der Winkel, den das elektrische Feld mit der Erdoberfläche bildet, variiert während einer Periode. Den folgenden qualitativen Betrachtungen soll ein ge-

wisser Mittelwert  $\alpha$  zu Grunde gelegt werden, so daß also das elektrische Feld  $E$  an der Erdoberfläche die Gestalt von Fig. 308 hat. Dem entspricht dann als Richtung der Energiestrahlung die in Fig. 308 mit  $\Sigma$  bezeichnete; sie ist bekanntlich senkrecht sowohl zur Richtung der elektrischen als der magnetischen Feldstärke. Die Energie gelangt also aus dem Luftraum in den Erdboden hinein.

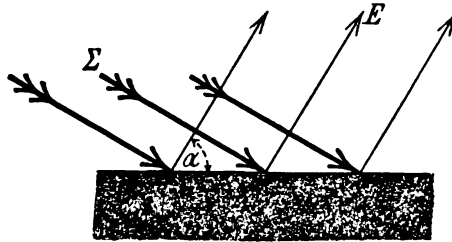


Fig. 308.

Andererseits muß alle Energie in letzter Linie vom Sender kommen. Es werden also die Kurven, welche die Richtung der Strahlung zwischen Sender und Empfänger angeben, ungefähr von der Art sein, wie die in Fig. 309 gestrichelten.



Fig. 309.

Das würde aber heißen, für die Wirkung des Senders A auf den Empfänger E kommt es nicht an auf die Strahlung des Senders in der Richtung der Erdoberfläche, sondern auf die Strahlung in einer

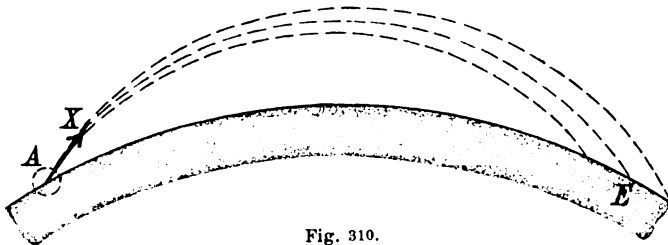


Fig. 310.

Richtung AX (Fig. 309), die einen erheblichen Winkel mit der Erdoberfläche bildet („wirksame Strahlungsrichtung“).

Auch die Erdkrümmung wird voraussichtlich daran nichts wesentliches ändern; die Strahlungskurven werden wohl ungefähr die Form Fig. 310 annehmen. Der einzige Unterschied könnte wohl der sein, daß die Richtung AX

(Fig. 310), die jetzt für die Wirkung auf den Empfänger E maßgebend ist, einen noch größeren Winkel mit der Erdoberfläche bildet.

Wesentlich ist aber folgendes. Die wirksame Strahlungsrichtung des Senders muß augenscheinlich für einen bestimmten Empfänger umsomehr von der horizontalen abweichen, je schiefer die Strahlungsrichtung an der Stelle des Empfängers ( $\Sigma$  Fig. 308) und je größer der Abstand von Sender und Empfänger ist. Für einen Empfänger, der über Seewasser steht, ist die Strahlungsrichtung ( $\Sigma$  Fig. 308) nur sehr wenig gegen die Horizontale geneigt [120]. Befindet sich also

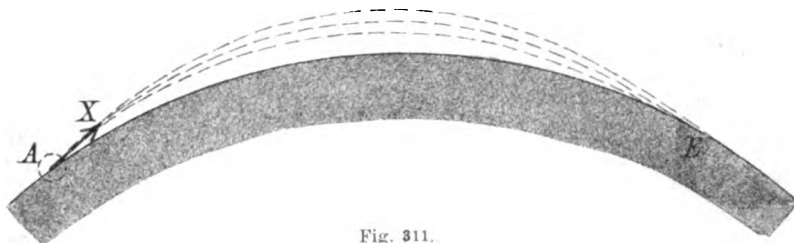


Fig. 311.

zwischen Sender und Empfänger Seewasser und befindet sich der Empfänger an Bord eines Schiffes, so weicht die wirksame Strahlungsrichtung (AX) des Senders nur dann erheblich von der Horizontalen ab, wenn die Entfernung zwischen Sender und Empfänger sehr groß ist (Fig. 311).

Das Resultat ist also: Für die Wirkung eines Senders A auf einen Empfänger E kommt es an auf die Strahlung des Senders in einer Richtung, die einen mehr oder weniger

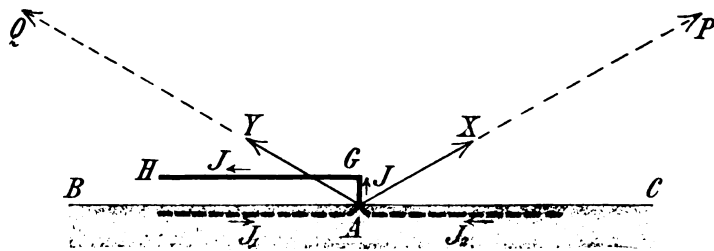


Fig. 312.

großen Winkel mit der Erdoberfläche bildet. Bei mäßig leitendem festem Boden gilt dies für alle einigermaßen beträchtlichen Entfernungen, bei Seewasser für verhältnismäßig sehr große Entfernungen.

c. Um festzustellen, ob ein Sender AGH (Fig. 312) in der Richtung AC ein stärkeres Feld liefert als in der entgegengesetzten Richtung AB, hat man zu untersuchen, wie die Strahlung in der wirksamen Richtung AX sich verhält zu derjenigen in der wirksamen Richtung AY.

Man betrachtet zu diesem Zweck einen Punkt  $P$  in der Richtung  $AX$  (bezw.  $Q$  in der Richtung  $AY$ ), dessen Entfernung einerseits so groß ist, daß das elektromagnetische Feld in demselben schon ungefähr die Gestalt hat wie in sehr großer Entfernung, anderseits so klein, daß das elektrische Feld jedenfalls noch zum größten Teil bestimmt ist durch die Ströme in der Antenne und in unmittelbarer Umgebung derselben. Dem Quadrat der Feldstärke in den Punkten  $P$  bzw.  $Q$  ist dann die Strahlung in der Richtung  $AX$  (bezw.  $AY$ ) annähernd proportional [folgt aus 28a und der Proportionalität von  $E$  und  $M$ ].

Die Ströme, welche für das Feld in  $P$  (bezw.  $Q$ ) in Betracht kommen, sind dann der Strom  $J$  in der Antenne  $AGH$  selbst und die Ströme, welche vom Fußpunkt der Antenne in den Erdboden gehen.

Wendet man die Beziehungen von 27c auf den Strom in der Antenne an, so überzeugt man sich, daß das Feld, das vom vertikalen Teil  $AG$  der Antenne herrührt, durch das Feld, das vom Strom im horizontalen Teil  $GH$  der Antenne hervorgerufen wird, im Punkte  $P$  verstärkt wird\*). Im Gegensatz dazu wird das Feld des vertikalen Teils der Antenne durch dasjenige des horizontalen Teils für den Punkt  $Q$  geschwächt\*). Soweit also das Feld herrührt von dem Strom in der Antenne selbst, muß die Amplitude desselben größer sein im Punkte  $P$  als im Punkte  $Q$ .

An diesem Resultat ändern auch die Erdströme von  $A$  aus nichts wesentliches. Für das Feld im Punkte  $P$  (bezw.  $Q$ ) kommt nur in Betracht die Komponente dieser Erdströme längs der Ebene  $AGH$ . Man kann sich die Erdströme durch lineare Ströme  $J_1$  und  $J_2$  (Fig. 312) ersetzt denken. Sowohl für das Feld in  $P$  als für dasjenige in  $Q$  wirkt  $J_2$  in derselben Richtung wie der Strom im horizontalen Teil der Antenne, der Strom  $J_1$  in entgegengesetzter Richtung.

Wie man sich leicht überzeugt, ist die Amplitude von  $J_1$  im allgemeinen größer als diejenige von  $J_2$ . Es besteht also die Wirkung der Erdströme im wesentlichen darin, das Feld des horizontalen Teils der Antenne etwas abzuschwächen.

Es bleibt aber das Resultat bestehen: Die Amplitude des elektrischen Felds im Punkte  $P$  muß größer sein, als diejenige im Punkte  $Q$ . Daraus folgt: die Strahlung in der Richtung  $AX$  ist größer als diejenige in der Richtung  $AY$ . Daraus und aus b muß aber geschlossen werden: für Punkte der Erdoberfläche in der Richtung  $AC$  ist das elektrische Feld stärker als für die entsprechenden Punkte in der Richtung  $AB$ ; der Sender muß als gerichteter Sender wirken.

\*) Von  $P$  aus gesehen haben die Ströme im horizontalen und vertikalen Teil der Antenne dieselbe Richtung, von  $Q$  aus gesehen entgegengesetzte Richtung.

d. Aus dem Gesagten läßt sich noch das folgende ableiten. Aus c folgt, daß der Unterschied zwischen der Wirkung in der Richtung AC und derjenigen in der Richtung AB umso größer werden muß, je stärker der Strom  $J_2$  im Verhältnis zu  $J_1$  (Fig. 312) ist.

1. Der Strom  $J_2$  kann auf schlechtleitendem Boden dadurch verstärkt werden, daß man an den Fußpunkt der Antenne ein längliches Drahtnetz anschließt und dieses in der Richtung AC oberhalb oder in der Erde ausspannt.

Das scheint in der Tat nach den bisherigen Erfahrungen sehr günstig zu wirken.

2. Im Falle einer sehr gut leitenden Erdoberfläche (z. B. Seewasser) kann man die in 120a gegebene Regel so deuten, daß der Strom  $J_1$  ganz wegfällt. Der Strom  $J$ , das Spiegelbild des Stromes  $J$ , muß dann die Wirkung des horizontalen Teils der Antenne fast ganz zerstören. Ein Sender von der Form Fig. 302 kann also nicht oder nur eine sehr schwache Richtbarkeit der Wellen ergeben, wenn er sich über Seewasser befindet\*). Auch das scheint durch die Erfahrung bestätigt zu werden<sup>176)</sup>.

Auch die Wirkungsweise der anderen Sender für gerichtete Telegraphie, besonders auch der schiefen Antennen erklärt sich durch die angegebene Auffassung vollständig.

## § 2. Empfänger für gerichtete Telegraphie.

Das Ziel ist, einen Empfänger zu bekommen, der, praktisch gesprochen, nur auf Wellen anspricht, die in einer ganz bestimmten Richtung ankommen. Was bis jetzt erreicht wurde, sind Empfänger, die auf Wellen in einer bestimmten Richtung bedeutend besser reagieren als auf Wellen in anderen Richtungen.

### 179. Doppelantennen im Abstand einer halben Wellenlänge<sup>170)</sup>.

Eine einfache Überlegung zeigt, daß die Doppelantenne von Fig. 293, wenn sie als Luftleiter in einem Empfänger gebraucht wird, am besten ansprechen muß auf Wellen, deren Fortpflanzungsrichtung in die Ebene der beiden Antennen fällt.

Vorgeschlagen worden ist diese Anordnung von den verschiedensten Seiten\*\*); F. Braun und v. Sigsfeld haben sie auch mit Erfolg bei orientierenden Versuchen benützt.

\*) Es genügt aber, wenn er in verhältnismäßig geringer Entfernung vom Ufer auf festem Boden steht.

\*\*) Z. B. A. Blondel, J. St. Stone<sup>170)</sup>.

## 180. Schiefe Antennen.

a. Schon im Jahre 1902 hat F. Braun<sup>171)</sup> mit der in Fig. 313 abgebildeten Antennenform (AB = Antenne, C ein darauf abgestimmter und damit direkt gekoppelter Kondensatorkreis) erfolgreiche Versuche

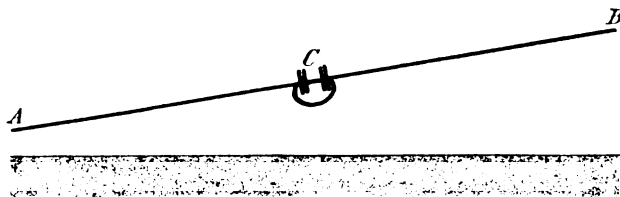


Fig. 313.

gemacht. Der Winkel, den die Antenne mit der Erdoberfläche bildet, war dabei ungefähr  $5^\circ$ . Es wurde damals festgestellt, daß ein solcher Empfänger am stärksten erregt wird durch Wellen, deren Fortpflanzungsrichtung in der durch den Empfänger gehenden Vertikalebene

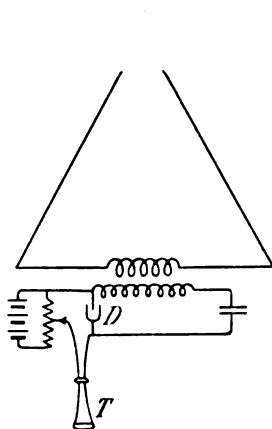


Fig. 314.

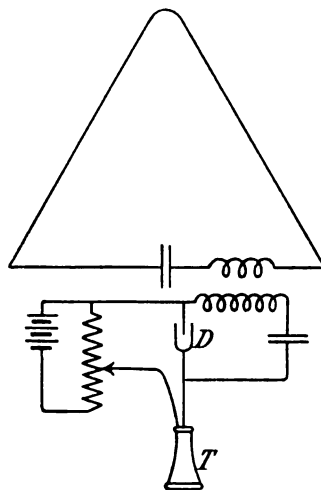


Fig. 315.

liegt\*), dagegen sehr wenig durch Wellen, die senkrecht dazu sich fortpflanzen.

b. Zu den schiefen Antennen gehören auch die Luftleiter von E. Bellini und A. Tosi<sup>174)</sup> [177], die als Empfänger besonders gut

\*) Nach 182 b ist es indes wahrscheinlich, daß das nur gilt für Wellen, deren Fortpflanzungsrichtung AB ist, nicht für Wellen mit der Fortpflanzungsrichtung BA.



ansprechen auf Wellen, deren Fortpflanzungsrichtung senkrecht dazu ist. Zwei von den Schaltungen, mit denen bei Dieppe erfolgreiche Versuche angestellt wurden, sind in den Fig. 314 und 315 \*) schematisch dargestellt; D bezeichnet darin einen Wellenanzeiger.

### 181. Schleifenantennen <sup>177)</sup>.

Nach den verschiedensten Angaben sollen Schleifenantennen (Fig. 316) als Empfangsantennen verschieden stark ansprechen auf Wellen verschiedener Richtung. Bei den meisten dieser Schleifen-

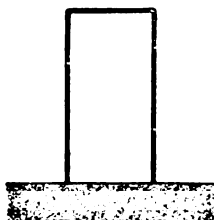


Fig. 316.

antennen war die Höhe der vertikalen Drähte groß gegen ihren Abstand; bei einer von de Forest vorgeschlagenen scheint es sich aber um ein Rechteck zu handeln, dessen vertikale Seite kürzer ist als die horizontale.

### 182. Horizontale Antennen.

a. de Forest <sup>177)</sup> hatte im Jahre 1901 angegeben, daß eine horizontale Antenne, deren eines Ende unter Zwischenschaltung eines Wellenanzeigers mit dem Boden verbunden ist, am besten anspricht

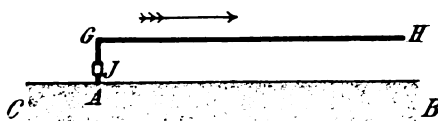


Fig. 317.

auf Wellen, welche die Richtung des Pfeiles von Fig. 317 haben. Äußerlich fast dieselbe Anordnung (Fig. 317) hat Marconi bei seinen Versuchen über gerichtete drahtlose Telegraphie benützt.

Marconi hat durch Versuche auf große Entfernungen sichergestellt <sup>173)</sup>, daß diese Antenne bei weitem am besten anspricht auf

\*) Aus dem Jahrbuch für drahtlose Telegraphie 1, 602. 1908.

Wellen, welche die Richtung des Pfeiles von Fig. 317 haben. Sie wird dagegen bei richtigem Bau nur wenig erregt durch Wellen, welche sich in der entgegengesetzten Richtung fortpflanzen. Die Wirkung von Wellen, die senkrecht zur Antennenebene auftreffen, liegt zwischen jenen beiden Extremen. Die Charakteristik dieser Antenne als Empfangsantenne muß also ganz ähnlich sein wie die Charakteristik derselben Antenne als Senderantenne (Fig. 303).

**b. Die Wirkungsweise dieses Empfängers\*)** erklärt sich wenigstens qualitativ folgendermaßen (J. Zenneck)<sup>178)</sup>.

1. Damit die Verhältnisse möglichst einfach werden, soll vorerst angenommen werden\*\*), daß das el. Feld, das von den Senderwellen erzeugt wird, im wesentlichen ein gegen die Vertikale stark geneigtes Wechselfeld ist [121 a, b]. Die Richtung sei diejenige von  $E$  in Fig. 318. Die horizontale Komponente der el. Feldstärke sei  $E_2$ , die vertikale  $E_1$ . Die Spannung, welche dieses Feld längs der Antenne erregt, setzt sich dann zusammen aus der Spannung längs AG (Fig. 319) für welche nur die vertikale Komponente  $E_1$  in Betracht kommt, und aus derjenigen längs GH, welche nur durch die horizontale Komponente  $E_2$  erzeugt wird. Da nach der gemachten Voraussetzung die horizontale und die vertikale Komponente gleichphasig sind, so verstärken sich die Spannungen längs AG und GH, d. h. die Amplitude der Spannung längs der ganzen Antenne AGH wird größer als die im vertikalen Teil AG allein induzierte Spannung.

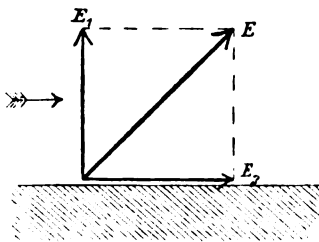


Fig. 318.

Dreht man dagegen den Empfänger in die Lage Fig. 320, so wird die Amplitude der Spannung längs AGH kleiner als die im vertikalen Teil AG allein induzierte, da die Spannung in GH derjenigen in AG entgegenwirkt.

Stellt man endlich den Empfänger so, daß seine Ebene senkrecht ist zur Fortpflanzungsrichtung der Welle, so kommt die horizontale Komponente  $E_2$  überhaupt nicht zur Wirkung.

Daraus folgt also\*\*\*): die Wirkung der Welle auf den Empfänger muß einen maximalen Wert haben in der Stellung Fig. 319, einen minimalen in der Stellung Fig. 320, zwischen diesen beiden extremen Werten liegen, wenn die Ebene des Empfängers senkrecht ist zur Fortpflanzungsrichtung der Welle.

2. Wenn das el. Feld an der Erdoberfläche nicht ein reines Wechselfeld ist, sondern eine mehr oder weniger große Drehfeldkomponente besitzt [121 a, b], so ist die horizontale und vertikale Komponente der el. Feldstärke nicht mehr

\*) In ähnlicher Weise erklären sich auch die anderen Empfänger für gerichtete Telegraphie.

\*\*) Tatsächlich müßte auch noch auf das el. Feld und die Strömung im Erdboden Rücksicht genommen werden.

\*\*\*) Vorausgesetzt, daß die Wirkung auf den vertikalen Teil der Antenne überwiegt über die Wirkung auf den horizontalen.

gleichphasig. Da indes die Phasendifferenz zwischen 0 und  $45^\circ$  liegt, so bleibt das Resultat bestehen, daß die Stellung Fig. 319 ein Maximum, die Stellung Fig. 320 ein Minimum der Wirkung ergeben muß. Der Unterschied zwischen den beiden Stellungen wird allerdings umso geringer, je größer jene Phasenverschiebung ist.

c. Die praktische Brauchbarkeit eines Empfängers für gerichtete Telegraphie ist augenscheinlich umso größer, je größer im Empfänger

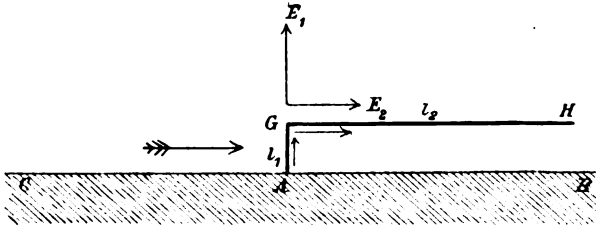


Fig. 319.

die Schwingungsamplitude bei der Stellung Fig. 319 im Verhältnis zur Amplitude bei der Stellung Fig. 320 ist. Das hängt ab:

1. von dem Verhältnis der Länge des horizontalen Teils zu derjenigen des vertikalen Teils der Antenne;
2. von der Beschaffenheit des Bodens insofern, als dadurch einmal das Amplitudenverhältnis der horizontalen und vertikalen Kom-

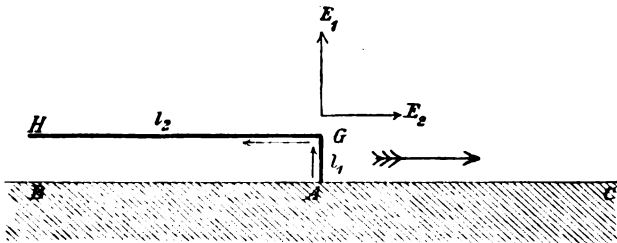


Fig. 320.

ponente der Feldstärke und dann die Phasendifferenz zwischen beiden Komponenten bestimmt wird.

Daraus folgt ganz ähnlich wie beim gerichteten Sender:

1. Wie lang der horizontale Teil der Antenne im Verhältnis zum vertikalen sein muß, hängt von der Beschaffenheit des Bodens ab, auf dem der Empfänger sich befindet, ist also in jedem Fall aus-zuprobieren.
2. Befindet sich der Empfänger über Seewasser\*), so ist anzunehmen,

\*) Wenn die Antenne an Bord eines Schiffes sich befindet, so ist denkbar, daß durch die Metallmassen des Schiffes eine starke Verzerrung des el. Felds eintritt und demnach die oben vorausgesetzten einfachen Verhältnisse nicht mehr zutreffen.

daß die Wirkung auf denselben nicht oder nur ganz wenig von der Stellung des Empfängers abhängen wird. Denn in diesem Fall ist nach 120 die horizontale Komponente der Feldstärke ganz verschwindend klein gegen die vertikale.

d. Aus der in b angegebenen Auffassung folgt aber auch noch, daß der Empfänger Marconi's auf festem Boden einen wirksameren Empfänger darstellen muß als eine vertikale Antenne derselben Höhe: er gestattet nicht nur die vertikale Komponente des elektrischen Feldes, sondern auch noch die horizontale auszunützen.

### 183. Die Vorteile der gerichteten Telegraphie.

#### a. Sender für gerichtete Telegraphie.

Wäre das Ziel der gerichteten Telegraphie erreicht, ein Sender, der, praktisch gesprochen, fast nur in einer bestimmten Richtung kräftige Wellen aussendet, so würden damit die folgenden Vorteile erzielt sein.

1. Nutzbare Energie besitzt bei der drahtlosen Telegraphie augenscheinlich nur derjenige Teil der Senderwellen, der sich in der Richtung des Empfängers fortpflanzt und demnach Energie auf den Empfänger überträgt. Es ist demnach ohne weiteres klar, daß eine Anlage für gerichtete Telegraphie unter sonst gleichen Umständen eine bessere Energieausnützung bedeutet und demnach einen besseren Wirkungsgrad\*) besitzt als eine Anlage für nicht gerichtete Telegraphie.

Daß es Antennen für gerichtete Telegraphie waren, mit denen Marconi einen drahtlosen Verkehr zwischen Europa und Nordamerika verwirklicht hat, ist also verständlich; sie gestatten als Sender wie als Empfänger eine bessere Energieausnützung als symmetrische Antennen derselben Höhe.

2. Ein gerichteter Sender stellt einen bedeutenden Fortschritt in der Geheimhaltung der Telegramme dar.

Nehmen wir an, SA (Fig. 321) sei die Reichweite des Senders S für einen bestimmten Empfänger E. Ist der Sender nicht für gerichtete Telegraphie gebaut, so braucht der Empfänger sich nur innerhalb des in Fig. 321 dünn ausgezogenen Kreises zu befinden, um die Telegramme abfangen zu können. Ist dagegen der Sender für gerichtete Telegraphie eingerichtet und besitzt er als solcher die in Fig. 321 stark aus-

---

\*) Unter Wirkungsgrad ist dabei verstanden: Verhältnis der auf den Empfänger übertragenen zur gesamten vom Sender ausgestrahlten Energie.

gezogene Charakteristik, so muß der Empfänger innerhalb der getonten Fläche sein, wenn ihm ein Abfangen der Telegramme gelingen soll.

3. Daß aus demselben Grunde ein störungsfreies Nebeneinanderarbeiten mehrerer Stationen bedeutend durch die Ver-

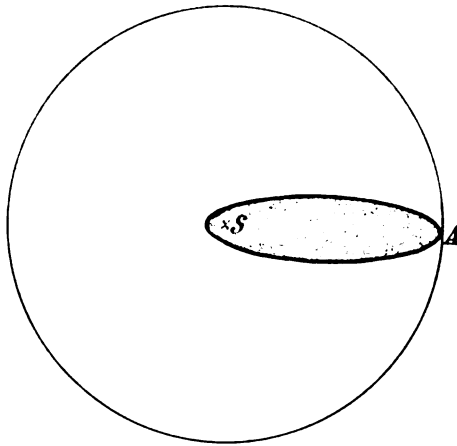


Fig. 321.

wendung gerichteter Sender erleichtert wird, ergibt eine einfache Überlegung.

b. Empfänger für gerichtete Telegraphie.

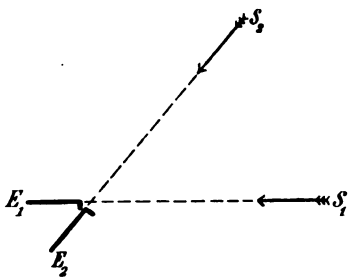


Fig. 322.

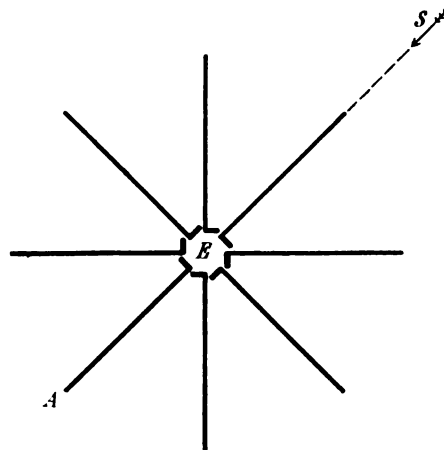


Fig. 323.

1. Das störungsfreie Nebeneinanderarbeiten mehrerer Stationen ist in noch bedeutend höherem Maße möglich, wenn die Empfangsstation einen Empfänger für gerichtete Telegraphie hat,

wenn also der Empfänger fast ausschließlich anspricht auf die Wellen, die aus der Richtung des für die Station bestimmten Senders kommen.

2. Dazu kommt ein weiterer Vorteil, wenn eine Station mit einem Empfänger für gerichtete Telegraphie arbeitet. Verwendet die Station zwei verschieden orientierte Empfänger  $E_1$  und  $E_2$  (Fig. 322), so kann sie die Telegramme von zwei verschiedenen Sendern  $S_1$  und  $S_2$  auch dann gleichzeitig aufnehmen, wenn diese Sendestationen mit derselben Wellenlänge arbeiten.

Das kann von Wichtigkeit sein, wenn die beiden Sendestationen (z. B. Feuerschiffe) nicht mit verschiedenen Wellenlängen ausgerüstet werden dürfen, weil sie unter Umständen beide mit Stationen verkehren müssen (z. B. den Schiffen eines Geschwaders), für welche eine bestimmte Wellenlänge vorgeschrieben ist.

3. Endlich ist es durch gerichtete Empfänger möglich, die Richtung zu bestimmen, in welcher sich der Sender befindet<sup>173)</sup>. Zu dem Zweck kann man entweder den Empfänger um eine vertikale Achse drehbar machen: die Richtung, in der er am stärksten anspricht, gibt dann die Richtung des Senders. Oder man ordnet im Kreise eine ganze Reihe von gerichteten Empfängern an (Fig. 323). Spricht dann der Empfänger EA ausschließlich oder wenigstens am stärksten an, so muß der Sender sich in der Richtung ES befinden.

Besitzt man z. B. am Land eine solche Station und fängt man damit ein Telegramm eines Schiffes auf See auf, so hat man damit auch sofort die Richtung, in welcher sich das Schiff befindet. Versuche dieser Art hat Marconi gemacht: es ließ sich auf diese Weise die Richtung eines Schiffes, das ca. 90 km vom Lande entfernt war, ziemlich genau bestimmen\*).

---

\*) Zu demselben Zwecke haben Bellini u. Tosi<sup>179)</sup> Schaltungen angegeben, bei denen 2 ihrer Antennenpaare, deren Vertikalebene einen Winkel von  $90^\circ$  bilden, zur Verwendung kommen. Ähnliche Anordnungen beim Sender gestatten bis zu einem gewissen Grade die Richtung willkürlich zu wählen, in der besonders kräftige Wellen ausgesandt werden.

## Schluß.

### Die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie in den Jahren 1905—1908.

Wenn vor ungefähr drei Jahren ein Vortrag oder eine zusammenfassende Darstellung aus dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie mit einem Ausblick in die Zukunft schloß, so wurden gewöhnlich als fromme Wünsche auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie angegeben: drahtlose Telegraphie über den Atlantischen Ozean, gerichtete Telegraphie und Telegraphie mit ungedämpften Schwingungen. Heute besteht ein regelmäßiger radiotelegraphischer Verkehr zwischen England und Nordamerika, durch den täglich ungefähr 5000 Worte<sup>180)</sup> befördert werden und die Mittel, mit denen dies erreicht wurde, sind Antennen für gerichtete Telegraphie und ungedämpfte Schwingungen. Die letzten drei Jahre sind also von einschneidender Bedeutung für die Entwicklung der drahtlosen Telegraphie gewesen.

1. Auf dem Gebiete der gerichteten Telegraphie hatte es sich wohl früher meist um Versuche auf eine Entfernung von wenigen Kilometern gehandelt. Trotzdem diese Versuche keinen Zweifel darüber ließen, daß es möglich sei, mit geeigneten Antennen in einer bestimmten Richtung Wellen stärkerer Amplitude auszusenden als in anderen Richtungen, hatte doch wohl vor Marconi niemand die praktischen Konsequenzen daraus gezogen. Es ist mir jedenfalls nicht bekannt geworden, daß man Stationen, die für den praktischen Betrieb bestimmt waren, mit Antennen für gerichtete Telegraphie ausgerüstet hatte. Das ist umso auffallender, als man wußte, daß z. B. Harfensender besser wirkten, wenn sie nicht vertikal, sondern in richtiger Weise schief aufgehängt wurden. Allein man scheint diese Erfahrung der Installationsingenieure nicht in Zusammenhang gebracht zu haben mit den Versuchen, bei denen eine gerichtete drahtlose Telegraphie beabsichtigt war. Marconi besaß den Mut, die Ergebnisse, die er bei Versuchen in verhältnismäßig kleinem Maßstab gewonnen hatte, in die Praxis zu übertragen und zwar in dem außerordentlich großen Maßstab der transatlantischen Stationen.

Zweifellos besitzen die Antennen für gerichtete Telegraphie den Vorteil einer günstigeren Ausnützung der ausgestrahlten Energie als vertikal-symmetrische Antennen. Wie weit die Vorteile, die Antennen für gerichtete Telegraphie sonst bringen können, von praktischer Bedeutung sind, läßt sich vorerst aus Mangel an irgendwelchen praktischen Erfahrungen nicht übersehen.

Von größter praktischer Bedeutung ist, daß die Einführung der Antennen für gerichtete Telegraphie, wenigstens in der von Marconi benützten Anordnung, keinerlei Komplikationen mit sich gebracht hat: der Bau der Antennen ist mindestens ebenso einfach als derjenige von vertikal-symmetrischen Antennen derselben Leistung.

2. Nicht ganz so günstig liegen die Verhältnisse mit der zweiten Errungenschaft, den ungedämpften Schwingungen. Die Erfindung Poulsens ist wohl überall mit größter Freude begrüßt worden: handelte es sich doch um die glückliche Lösung einer Aufgabe, an der die verschiedensten Physiker und Techniker sich vergeblich versucht hatten. Es ist verständlich, daß man in der ersten Begeisterung glaubte, die Telegraphie mit gedämpften Schwingungen habe nun ihre Existenzberechtigung verloren. Man konnte zu diesem Glauben umsomehr kommen, als Poulsen und die beteiligten Firmen es verstanden hatten, in sehr kurzer Zeit sehr leistungsfähige, technisch gut durchgebildete Apparate zu konstruieren, die bezüglich der Größe der ausgestrahlten Energie und der erreichbaren Entfernungen von den Anordnungen für gedämpfte Schwingungen nicht übertroffen wurden.

Man steht heute der Poulsenschen Methode wohl etwas kritischer gegenüber. Es hat sich gezeigt, daß bis jetzt gewisse Nachteile der Methode nicht ganz überwunden werden konnten.

Physikalisch unangenehm ist, daß die Frequenz und Amplitude der Schwingungen immerhin innerhalb solcher Grenzen schwankt, daß die hohe Abstimmstärke, die man sich von den ungedämpften Schwingungen versprach, nicht erreicht wurde. Technisch ist das wohl kein großer Nachteil\*); man würde sich vielleicht im entgegengesetzten Falle überzeugt haben, welch ein Danaergeschenk eine sehr scharfe Abstimmung sein kann.

Praktisch bedenklich ist aber, daß der Lichtbogen eine sehr sorgfältige Einstellung erfordert, und daß die Frequenz der Schwingungen

---

\*) Das heißt insofern schon, als dadurch auch die Reichweite reduziert werden kann.



durch diese Einstellung beeinflußt wird. Dazu kommt ein sehr geringer Wirkungsgrad der ganzen Anordnung, dadurch hervorgerufen, daß nur ein Teil der von der Maschine gelieferten Gleichstromenergie für die Unterhaltung der Schwingungen nutzbar gemacht werden kann. Bei der praktischen Verwendung ist bezüglich des Energieverbrauchs noch besonders ungünstig, daß bei der gebräuchlichen Anordnung [110c] die Schwingungen andauernd erzeugt werden, nicht nur in den Momenten, in denen Zeichen übermittelt und deshalb Wellen ausgesandt werden sollen.

Ein großer technischer Vorteil ist auf der anderen Seite, daß man sowohl im Primärsystem als in der Antenne mit viel niedrigeren Spannungen auskommt, auch daß das Telegraphieren lautlos vor sich geht, während große Stationen mit Braun'schen Sendern einen betäubenden Lärm verursachen.

In neuester Zeit sind zu der Lichtbogenmethode andere, wie z. B. die Marconi'sche [111] hinzugekommen, die jedenfalls in der äußeren Anordnung sich von der Poulsen'schen ziemlich erheblich unterscheiden. Daß die Wirkung der Marconi'schen Methode sehr gut sein muß, folgt wohl daraus, daß er sie bei seinen transatlantischen Stationen verwendet hat. Aber es fehlen zur Zeit genauere Angaben, auf die sich ein Urteil über die praktische Leistung dieser Methode gründen ließe. Noch viel weniger ist es möglich zu beurteilen, wie der Kampf zwischen den gedämpften und ungedämpften Schwingungen überhaupt ausfallen wird.

3. Gerade jetzt sind Vermutungen darüber umsoweniger am Platze, als in neuester Zeit ein dritter Konkurrent in den Anordnungen für Stoßerregung (dem Wien'schen Sender) aufgetreten ist.

Es kann kein Zweifel sein, daß diese Methode ausgesprochene Vorteile besitzt gegenüber dem Braun'schen Sender für gedämpfte Schwingungen und gegenüber der Poulsen'schen Methode. Sie liefert wie der Braun'sche Sender Schwingungen von einer Frequenz, die praktisch vollkommen konstant ist, und gestattet deshalb, die bei geeigneter Anordnung sehr geringe Dämpfung der Schwingung zur Erzielung großer Abstimmsschärfe und Reichweite voll auszunützen.

Im Wirkungsgrad übertreffen die Anordnungen für Stoßerregung den Poulsen'schen und Braun'schen Sender bedeutend.

Das letztere ist sehr verständlich, wenn man die physikalischen Vorgänge sich überlegt. Beim Braun'schen Sender treten im Primär- und Sekundärsystem zwei Schwingungen und infolge davon Schwebungen auf. Im Anfang befindet sich die ganze Energie im Primärsystem. Nach einer halben Periode der Schwebungen

ist die Amplitude der Schwingungen im Primärsystem Null, im Sekundärsystem im Maximum; die ganze Energie ist ins Sekundärsystem übergegangen. Nach einer weiteren halben Schwebungsperiode ist die Energie wieder ins Primärsystem zurückgekehrt, im Sekundärsystem Null u. s. f. Wesentlich ist, daß das Primärsystem an den Schwingungen beteiligt ist, solange das Sekundärsystem Wellen aussendet. Während dieser ganzen Zeit verbraucht das Primärsystem auch Energie und zwar wegen der in ihm befindlichen Funkenstrecke und Kondensatoren mit — in der üblichen Ausführung — festem Dielektrikum recht viel.

Bei einem gut gebauten Sender für Stoßerregung dagegen setzt die Schwingung im Primärsystem nach der ersten halben Periode der Schwebung aus, nachdem das Primärsystem alle Energie an das Sekundärsystem abgegeben hat. Von diesem Zeitpunkt an fällt also jeder Energieverbrauch im Primärsystem weg.

Im engsten Zusammenhang mit diesen Vorgängen\*) steht ein besonders für fahrbare Stationen hoch anzuschlagender Vorteil: die Möglichkeit, Kondensatoren mit Glimmer oder einem ähnlichen Isolationsmaterial zu verwenden. Trotz der hohen Kapazität, mit der man gewöhnlich arbeitet, ist es dadurch möglich, den Kondensatoren ganz geringes Gewicht und ganz geringe Dimensionen zu geben. Der verhältnismäßig große Energieverbrauch durch dielektrische Hysteresis in diesen Kondensatoren fällt nicht sehr ins Gewicht, da das Primärsystem doch nach wenigen Perioden der Schwingung ausscheidet.

Arbeitet man mit einem Zwischenkreis, so wird die Anzahl und damit das Gewicht und Volumen der notwendigen Apparate größer. Man gewinnt aber, abgesehen von der geringeren Dämpfung, die Möglichkeit, nur durch Änderung der Frequenz des Zwischenkreises mit derselben Antenne und demselben Primärsystem Wellen von ziemlich verschiedenen Wellenlängen auszusenden. Die Frequenz der Schwingungen hängt bei loser Koppelung der Antenne fast nur vom Zwischenkreis ab, und der Wirkungsgrad sinkt nicht auf einen praktisch unbrauchbaren Wert, wenn die Abstimmung zwischen Primärsystem und Zwischenkreis einerseits und Zwischenkreis und Antenne anderseits aufgegeben ist.

Ein nicht zu unterschätzender Vorteil der Stoßerregung besteht in der Möglichkeit, mit sehr hoher Funkenzahl und damit trotz großer Energiemengen mit verhältnismäßig geringen Spannungen zu arbeiten. Das erlaubt, für die Ladung der Kondensatoren Gleichstrommaschinen zu verwenden oder bei Wechselstrombetrieb\*\*) im Empfängertelephon einen musikalischen Ton zu erzeugen und dadurch ein sehr ange-

\*) Und mit den verhältnismäßig niederen Spannungen, mit denen man im Primärsystem arbeitet.

\*\*) Unter besonderen Umständen auch bei Gleichstrom.

nehmes Abhören der Telegramme und einen hohen Grad von Störungsfreiheit zu erreichen.

Ob diese Vorteile der Stoßerregung genügen werden, um sowohl die Sender für ungedämpfte Schwingungen als den Braun'schen Sender aus dem Feld zu schlagen, ob der Sender für Stoßerregung der „Sender der Zukunft“ ist, läßt sich wohl nicht beurteilen. Vielleicht wird jede der verschiedenen Senderarten ihr Arbeitsfeld behalten. Jetzt arbeiten wohl mindestens 90 % aller Stationen mit dem gekoppelten (Braun-schen) Sender, er ist jedenfalls der „Sender der Gegenwart“. Seine Betriebssicherheit ist bei richtiger Ausführung eine vorzügliche, die Bedienung eine sehr einfache. Wenn er einmal richtig montiert ist, so ist nichts daran zu regulieren oder einzustellen; die ganze Bedienung besteht wirklich fast nur im Niederdrücken des Tasters.

4. Weit weniger in die Augen fallend und deshalb wohl bedeutend unterschätzt worden sind die Erfolge auf dem Gebiete der Wellenanzeiger. Noch vor drei Jahren hatte fast jede Station einen Aufnahmeapparat mit Körnerkohärer. Heute werden mindestens 99 % aller Telegramme mit elektrolytischen, Thermodetektoren oder Glühlampendetektoren\*) aufgenommen, die beiden letzteren ebenfalls eine Errungenschaft der letzten drei Jahre.

Der Grund, weshalb man fast überall zu diesen Wellenanzeigern übergegangen ist, ist nicht der, daß es inzwischen gelang, auch mit ihnen die Telegramme automatisch niederzuschreiben — praktisch wird davon wohl bei weitem kein so ausgedehnter Gebrauch gemacht, als man erwarten sollte — auch nicht, daß in neuester Zeit mit diesen Detektoren ein Anruf ermöglicht wurde. Der Grund liegt in der großen Bedeutung, welche diese Detektoren für den Sender haben.

Beim Kohärer summierte sich die Wirkung auf einander folgender Entladungen nicht, eine geringe Amplitude der Wellen durch entsprechend geringere Dämpfung zu kompensieren, war nur in beschränktem Maße möglich. Ferner mußte die Amplitude der einzelnen Entladungen sehr konstant sein, wenn die Abstimmsschärfe einen brauchbaren Wert behalten sollte. Man war infolgedessen im Sender zu der Verwendung verhältnismäßig stark strahlender Antennen und sehr geringer Entladungszahl gezwungen.

Der Übergang zu den elektrolytischen, Thermodetektoren und Glühlampendetektoren hatte schon beim Braun'schen Sender ermöglicht,

---

\*) Bei den ungedämpften Schwingungen kommt hinzu der Tikker, der, wie es scheint, eine sehr günstige Energieausnützung bedeutet.

die Vorteile der viel günstigeren, aber schwach strahlenden Schirmantennen auszunützen. Die praktische Verwendung der ungedämpften Schwingungen und auch der Stoßerregung mit hoher Entladungszahl würde nahezu unmöglich gewesen sein, wenn man auf den Kohärer angewiesen geblieben wäre. Denn weder die Vorteile der andauernden Schwingungen noch der hohen Entladungszahl bei der Stoßerregung würden zur Geltung gekommen sein. Und die Abstimm-schärfe und die dadurch bedingte Störungsfreiheit würde nicht größer, sondern kleiner geworden sein wegen des unvermeidlichen Schwankens der Amplitude bei diesen Schwingungen. Beim Kohärer genügt eine einzige Schwingung von zufällig besonders hoher Amplitude, um ihn zum Ansprechen zu bringen, bei den elektrolytischen, Glühlampendetektoren und Thermodetektoren leidet die Abstimm-schärfe nicht, solange der Mittelwert der Amplitude nicht merklich schwankt.

5. Mit der Herstellung ungedämpfter Schwingungen ist auch ein Ziel unmittelbar erreicht worden, dem vorher viel Arbeit mit wenig Erfolg gewidmet worden war: die drahtlose Telephonie.

Zu Gunsten der drahtlosen Telephonie im Gegensatz zur Telegraphie spricht, daß jedes Telegraphieren geübte Telegraphisten erfordert, während ein Telephonieren ohne besondere Vorkenntnisse möglich ist. Dazu kommt die viel größere Übertragungsgeschwindigkeit bei der drahtlosen Telephonie und die große Unempfindlichkeit gegen atmosphärische Störungen.

Ungünstig ist auf der anderen Seite, daß bei der drahtlosen Telephonie die Energieausnützung eine viel ungünstigere ist, daß man also für eine bestimmte Entfernung viel mehr Energie braucht als bei der drahtlosen Telegraphie. Immerhin ist mit 900 Watt auf eine Entfernung von 500 km mit Erfolg telephoniert worden<sup>181)</sup>. Es ist also durchaus nicht ausgeschlossen, daß auch die drahtlose Telephonie zum mindesten auf kleinere Entfernungen praktische Bedeutung erlangt.

## T a b e l l e n.

**Tabelle**  
**Die Frequenz von**

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C}} = \text{Anzahl ganzer Perioden pro Sekunde [5].}$$

In der folgenden Tabelle ist die Kapazität in  $\frac{1}{1000}$  M.F. =  $10^{-18}$  C.G.S., der Selbstinduktionskoeffizient in C.G.S.-Einheiten ausgedrückt. Die Zahlen geben:  $N \times 10^{-6}/\text{sec.}$

Kapazität.

	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2	2,5	3	
Selbstinduktionskoeffizient in C.G.S.-Einheiten.	100	15,9	15,2	14,5	14,0	13,4	13,0	11,3	10,1	9,19
	110	15,2	14,5	13,9	13,3	12,8	12,4	10,7	9,60	8,76
	120	14,5	13,9	13,3	12,7	12,3	11,9	10,3	9,19	8,39
	130	14,0	13,3	12,7	12,2	11,8	11,4	9,87	8,83	8,64
	140	13,4	12,8	12,3	11,8	11,4	11,0	9,51	8,51	7,77
	150	13,0	12,4	11,9	11,4	11,0	10,6	9,19	8,22	7,50
	200	11,3	10,7	10,3	9,87	9,51	9,19	7,96	7,12	6,50
	250	10,1	9,60	9,19	8,83	8,51	8,22	7,12	6,37	5,81
	310	9,19	8,76	8,39	8,64	7,77	7,50	6,50	5,81	5,30 <sub>5</sub>
	350	8,51	8,11	7,77	7,46	7,19	6,95	6,01 <sub>5</sub>	5,38	4,91
	400	7,96	7,59	7,26	6,98	6,72	6,50	5,63	5,03	4,59
	450	7,50	7,15	6,85	6,58	6,34	6,13	5,30 <sub>5</sub>	4,74 <sub>5</sub>	4,33
	500	7,12	6,79	6,50	6,24	6,01 <sub>5</sub>	5,81	5,03	4,50	4,11
	600	6,50	6,20	5,93	5,70	5,49	5,30 <sub>5</sub>	4,59	4,11	3,75
	700	6,02	5,74	5,49	5,28	5,08	4,91	4,25	3,80 <sub>5</sub>	3,47
	800	5,63	5,37	5,14	4,93 <sub>5</sub>	4,76	4,59	3,98	3,56	3,25
	900	5,31	5,06	4,84	4,65	4,48	4,33	3,75	3,35 <sub>5</sub>	3,06
	1000	5,03	4,80	4,59	4,41	4,25	4,11	3,56	3,18	2,91
	1100	4,80	4,56	4,38	4,21	4,06	3,92	3,39	3,03 <sub>5</sub>	2,77
	1200	4,59	4,38	4,19	4,03	3,88	3,75	3,25	2,91	2,65
	1300	4,41	4,21	4,03	3,87	3,73	3,60	3,12	2,79	2,55
	1400	4,25	4,06	3,88	3,73	3,60	3,47	3,01	2,69	2,46
	1500	4,11	3,92	3,75	3,60	3,47	3,35 <sub>5</sub>	2,91	2,60	2,37
	2000	3,56	3,39	3,25	3,12	3,01	2,91	2,52	2,25	2,05 <sub>5</sub>
2500	3,18	3,03 <sub>5</sub>	2,91	2,79	2,69	2,60	2,25	2,01	1,84	
3000	2,91	2,77	2,65	2,55	2,46	2,37	2,05 <sub>5</sub>	1,84	1,68	
3500	2,69	2,56 <sub>5</sub>	2,46	2,36	2,27	2,20	1,90	1,70	1,55	
4000	2,52	2,40	2,30	2,21	2,13	2,05 <sub>5</sub>	1,78	1,59	1,45	
4500	2,37	2,26	2,17	2,08	2,00 <sub>5</sub>	1,94	1,68	1,50	1,37	
5000	2,25	2,15	2,05	1,97	1,90	1,84	1,59	1,42	1,30	
6000	2,05	1,96	1,88	1,80	1,74	1,68	1,45	1,30	1,19	
7000	1,90	1,81	1,74	1,67	1,61	1,55	1,34 <sub>5</sub>	1,20	1,10	
8000	1,78	1,70	1,62	1,56	1,50	1,45	1,26	1,12 <sub>5</sub>	1,03	
9000	1,68	1,60	1,53	1,47	1,42	1,37	1,19	1,06	0,969	

## I.

**Kondensatorkreisen.**

Wie die Tabelle für andere Werte von  $\mathfrak{C}$  und  $\mathfrak{L}$  benützt werden kann, geht aus folgenden Beispielen hervor:

1.  $\mathfrak{C} = 11 \cdot 10^{-3}$  M.F.;  $\mathfrak{L} = 800$  C.G.S.

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{800 \times 11 \cdot 10^{-18}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{8000 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 10^{-18}}} = 1,70 \cdot 10^9/\text{sec.}$$

2.  $\mathfrak{C} = 0,45$  M.F.;  $\mathfrak{L} = 7000$  C.G.S.

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{7000 \times 450 \cdot 10^{-18}}} = \frac{1}{10 \cdot 2\pi\sqrt{7000 \times 4,5 \cdot 10^{-18}}} = 0,897 \cdot 10^9/\text{sec.}$$

3,5	4	4,5	5	6	7	8	$9 \times 10^{-3}$ M.F.
8,51	7,96	7,50	7,12	6,50	6,02	5,63	5,31
8,11	7,59	7,15	6,79	6,20	5,74	5,37	5,06
7,77	7,26	6,85	6,50	5,93	5,49	5,14	4,84
7,46	6,98	6,58	6,24	5,70	5,28	4,93	4,65
7,19	6,72	6,34	6,01 <sub>5</sub>	5,49	5,08	4,76	4,48
6,95	6,50	6,13	5,81	5,30 <sub>5</sub>	4,91	4,59	4,33
6,01 <sub>5</sub>	5,63	5,30 <sub>5</sub>	5,03	4,59	4,25	3,98	3,75
5,38	5,03	4,74 <sub>5</sub>	4,50	4,11	3,80 <sub>5</sub>	3,56	3,35 <sub>5</sub>
4,91	4,59	4,33	4,11	3,75	3,47	3,25	3,06
4,55	4,25	4,01	3,80 <sub>5</sub>	3,47	3,21 <sub>5</sub>	3,01	2,84
4,25	3,98	3,75	3,56	3,25	3,01	2,81	2,65
4,01	3,75	3,54	3,35 <sub>5</sub>	3,06	2,84	2,65	2,50
3,80 <sub>5</sub>	3,56	3,35 <sub>5</sub>	3,18	2,91	2,69	2,52	2,37
3,47	3,25	3,06	2,91	2,65	2,46	2,30	2,17
3,21 <sub>5</sub>	3,01	2,84	2,69	2,46	2,27	2,13	2,00 <sub>5</sub>
3,01	2,81	2,65	2,52	2,30	2,13	1,99	1,88
2,84	2,65	2,50	2,37	2,17	2,00 <sub>5</sub>	1,88	1,77
2,69	2,52	2,37	2,25	2,05	1,90	1,78	1,68
2,56 <sub>5</sub>	2,40	2,26	2,15	1,96	1,81	1,70	1,60
2,46	2,30	2,17	2,05	1,88	1,74	1,62	1,53
2,36	2,21	2,08	1,97	1,80	1,67	1,56	1,47
2,27	2,13	2,00 <sub>5</sub>	1,90	1,74	1,61	1,50	1,42
2,20	2,05 <sub>5</sub>	1,94	1,84	1,68	1,55	1,45	1,37
1,90	1,78	1,68	1,59	1,45	1,34 <sub>5</sub>	1,26	1,19
1,70	1,59	1,50	1,42	1,30	1,20	1,12 <sub>5</sub>	1,06
1,55	1,45	1,37	1,30	1,19	1,10	1,03	0,969
1,44	1,34 <sub>5</sub>	1,27	1,20	1,10	1,02	0,951	0,897
1,34 <sub>5</sub>	1,26	1,19	1,12 <sub>5</sub>	1,03	0,951	0,890	0,839
1,27	1,19	1,12	1,06	0,969	0,897	0,839	0,791
1,20	1,12 <sub>5</sub>	1,06	1,01	0,919	0,851	0,796	0,750
1,10	1,03	0,969	0,919	0,839	0,777	0,726	0,685
1,02	0,951	0,897	0,851	0,777	0,719	0,673	0,634
0,951	0,890	0,839	0,796	0,726	0,673	0,629	0,593
0,897	0,839	0,791	0,750	0,685	0,634	0,593	0,572

**Tabelle**  
**Die Wellenlänge von**

$$\lambda = 6 \pi \sqrt{\epsilon \varrho} \cdot 10^{10} \text{ cm} = 6 \pi \sqrt{\epsilon \varrho} \cdot 10^8 \text{ m} \text{ [S. 6 Fußnote]}$$

In der folgenden Tabelle ist die Kapazität in  $\frac{1}{1000} \text{ M.F} = 10^{-18} \text{ C.G.S.}$ , der Selbstinduktionskoeffizient in C.G.S.-Einheiten ausgedrückt. Die Zahlen geben die Wellenlänge in Metern.

Kapazität.

	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	2	2,5	3	
Selbstinduktionskoeffizient.	100	18,8	19,8	20,6	21,5	22,3	23,1	26,7	29,8	32,6
	110	19,8	20,7	21,7	22,5	23,4	24,2	28,0	31,3	34,2
	120	20,6	21,7	22,6	23,5	24,4	25,3	29,2	32,6 <sub>5</sub>	35,8
	130	21,5	22,5	23,5	24,5	25,4	26,3	30,4	34,0	37,2
	140	22,3	23,4	25,4	25,4	26,4	27,3	31,5	35,3	38,6
	150	23,1	24,2	24,3	26,3	27,3	28,3	32,6 <sub>5</sub>	36,5	40,0
	200	26,7	28,0	29,2	30,4	31,5	32,6 <sub>5</sub>	37,7	42,1 <sub>5</sub>	46,2
	250	29,8	31,3	32,6 <sub>5</sub>	34,0	35,3	36,5	42,1 <sub>5</sub>	47,1	51,6
	300	32,6	34,2	35,8	37,2	38,6	40,0	46,2	51,6	56,5 <sub>5</sub>
	350	35,3	37,0	38,6	40,2	41,7	43,2	49,9	55,8	61,1
	400	37,7	39,5	41,3	43,0	44,6	46,2	53,3	59,6	65,3
	450	40,0	41,9	43,8	45,6	47,3	49,0	56,5 <sub>5</sub>	64,4	69,3
	500	42,1	44,2	46,2	48,1	49,9	51,6	59,6	66,6	73,0
	600	46,2	48,4	50,6	52,6	54,6	56,5 <sub>5</sub>	65,3	73,0	80,0
	700	49,9	52,3	54,6	56,9	59,0	61,1	70,5	78,8 <sub>5</sub>	86,4
	800	53,3	55,9	58,4	60,8	63,1	65,3	75,4	84,3	92,3
	900	56,5	59,3	61,9 <sub>5</sub>	64,5	66,9	69,3	80,0	89,4	97,9
	1000	59,6	62,5	65,3	68,0	70,6	73,0	84,3	94,2	103
	1100	62,5	65,6	68,5	71,3	74,0	76,6	88,4	98,8	108
	1200	65,3	68,5	71,5	74,4 <sub>5</sub>	77,3	80,0	92,3	103	113
	1300	68,0	71,3	74,4 <sub>5</sub>	77,5	80,4	83,2	96,1	107,5	118
	1400	70,6	74,0	77,3	80,4	83,4 <sub>5</sub>	86,4	99,7	111,5	122
	1500	73,0	76,6	80,0	83,2	86,4	89,4	103	115	126
	2000	84,3	88,4	92,3	96,1	99,7	103	119	133	146
	2500	94,2	98,8	103	107,5	111,5	115	133	149	163
	3000	103	108	113	118	122	126	146	163	179
	3500	112	117	122	127	132	137	158	176	193
	4000	119	125	131	136	141	146	169	188,5	206,5
	4500	126	133	138 <sub>5</sub>	144	150	155	179	200	219
	5000	133	140	146	152	158	163	188 <sub>5</sub>	211	231
	6000	146	153	160	166 <sub>5</sub>	173	179	206 <sub>5</sub>	231	253
	7000	158	165	173	180	187	193	223	249	273
	8000	169	177	185	192	199 <sub>5</sub>	206 <sub>5</sub>	238	267	292
	9000	179	188	196	204	212	219	253	283	310



## II.

**Kondensatorkreisen.**

Wie die Tabelle für andere Werte von  $\mathfrak{C}$  und  $\mathfrak{L}$  benutzt werden kann, geht aus folgenden Beispielen hervor

1)  $\mathfrak{C} = 11 \cdot 10^{-3}$  M.F.;  $\mathfrak{L} = 800$  C.G.S.

$$\lambda = 6\pi \sqrt{800 \times 11 \cdot 10^{-18} \cdot 10^9} = 6\pi \sqrt{8000 \times 1,1 \cdot 10^{-18} \cdot 10^9} = 177 \text{ m.}$$

2)  $\mathfrak{C} = 0,45$  M.F.;  $\mathfrak{L} = 7000$  C.G.S.

$$\lambda = 6\pi \sqrt{7000 \times 450 \cdot 10^{-18} \cdot 10^9} = 10 \cdot 6\pi \sqrt{7000 \times 4,5 \cdot 10^{-18} \cdot 10^9} = 3345 \text{ m.}$$

3,5	4	4,5	5	6	7	8	9 $\times 10^{-3}$ M.F.
35,3	37,7	40,0	42,1	46,2	49,9	53,3	56,5
37,0	39,5	41,9	44,2	48,4	52,3	55,9	59,3
38,6	41,3	43,8	46,2	50,6	54,6	58,4	61,9 <sub>5</sub>
40,2	43,0	45,6	48,1	52,6	56,9	60,8	64,5
41,7	44,6	47,3	49,9	54,6	59,0	63,1	66,9
43,2	46,2	49,0	51,6	56,5 <sub>5</sub>	61,1	65,3	69,3
49,9	53,3	56,5 <sub>5</sub>	59,6	65,3	70,5	75,4	80,0
55,8	59,6	64,4	66,6	73,0	78,8 <sub>5</sub>	84,3	89,4
61,1	65,3	69,3	73,0	80,0	86,4	92,3	97,9
66,0	70,5	74,8	78,8 <sub>5</sub>	86,4	93,3	99,7	106
70,5	75,4	80,0	84,3	92,3	99,7	107	113
74,8	80,0	84,8	89,4	97,9	106	113	120
78,8 <sub>5</sub>	84,3	89,4	94,2 <sub>5</sub>	103	111,5	119	126
86,4	92,3	97,9	103	113	122	131	138,5
93,3	99,7	106	111,5	122	132	141	150
99,7	107	113	119	131	141	151	160
106	113	120	126	138,5	150	160	170
112	119	126	133	146	158	169	179
117	125	133	140	153	165	177	188
122	131	138,5	146	160	173	185	196
127	136	144	152	166,5	180	192	204
132	141	150	158	173	187	199,5	212
137	146	155	163	179	193	206,5	219
158	169	179	188,5	206,5	223	238	253
176	188,5	200	211	231	249	267	283
198	206,5	219	231	253	273	292	310
209	223	237	249	273	295	315	334,5
223	238	253	267	292	315	337	358
237	253	268	283	310	334,5	358	379
249	267	283	298	326,5	353	377	400
273	292	310	326,5	358	386	415	438
295	315	334,5	353	386	417	446	473
315	337	358	377	415	446	477	506
334,5	358	379	400	438	473	506	536,5

**Tabelle III.**  
**Frequenz und Wellenlänge.**

$$N = \frac{3 \cdot 10^{10} \text{ (cm/sec.)}}{\lambda \text{ (cm)}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ (m/sec.)}}{\lambda \text{ (m)}}$$

$\lambda$ in m	N	$\lambda$ in m	N	$\lambda$ in m	N	$\lambda$ in m	N
100	$3 \times 10^6/\text{sec.}$	510	$5,88 \times 10^5/\text{sec.}$	910	$3,29 \times 10^5/\text{sec.}$	2550	$1,18 \times 10^5/\text{sec.}$
110	2,73	520	5,77	920	3,26	2600	1,15
120	2,50	530	5,66	930	3,23	2650	1,13
130	2,31	540	5,56	940	3,19	2700	1,11
140	2,14	550	5,45	950	3,16	2750	1,09
150	2,00						
160	1,88	560	5,36	960	3,13	2800	1,07
170	1,76	570	5,26	970	3,09	2850	1,05
180	1,67	580	5,17	980	3,06	2900	1,03
190	1,58	590	5,08	990	3,03	2950	1,02
200	1,50	600	5,00	1000	3,00	3000	1,00
210	1,43	610	4,92	1050	2,86	3050	$9,84 \times 10^4/\text{sec.}$
220	1,36	620	4,84	1100	2,73	3100	9,67
230	1,31	630	4,76	1150	2,61	3150	9,53
240	1,25	640	4,69	1200	2,50	3200	9,38
250	1,20	650	4,62	1250	2,40	3250	9,23
260	1,15	660	4,55	1300	2,31	3300	9,09
270	1,11	670	4,47	1350	2,22	3350	8,96
280	1,07	680	4,41	1400	2,14	3400	8,82
290	1,03	690	4,35	1450	2,07	3450	8,69
300	1,00	700	4,29	1500	2,00	3500	8,57
310	$9,67 \times 10^5/\text{sec.}$	710	4,23	1550	1,94	3550	8,45
320	9,38	720	4,17	1600	1,88	3600	8,33
330	9,09	730	4,11	1650	1,82	3650	8,22
340	8,82	740	4,05	1700	1,76	3700	8,11
350	8,57	750	4,00	1750	1,71	3750	8,00
360	8,33	760	3,95	1800	1,67	3800	7,89
370	8,11	770	3,91	1850	1,62	3850	7,79
380	7,89	780	3,85	1900	1,58	3900	7,69
390	7,69	790	3,79	1950	1,54	3950	7,59
400	7,50	800	3,75	2000	1,50	4000	7,50
410	7,32	810	3,71	2050	1,46		
420	7,14	820	3,66	2100	1,43		
430	6,98	830	3,62	2150	1,40		
440	6,82	840	3,57	2200	1,36		
450	6,67	850	3,53	2250	1,33		
460	6,52	860	3,49	2300	1,31		
470	6,38	870	3,45	2350	1,28		
480	6,25	880	3,41	2400	1,25		
490	6,12	890	3,37	2450	1,22		
500	6,00	900	3,33	2500	1,20		

## Tabelle IV.

Schwingungskurven für verschiedene Dekremente.

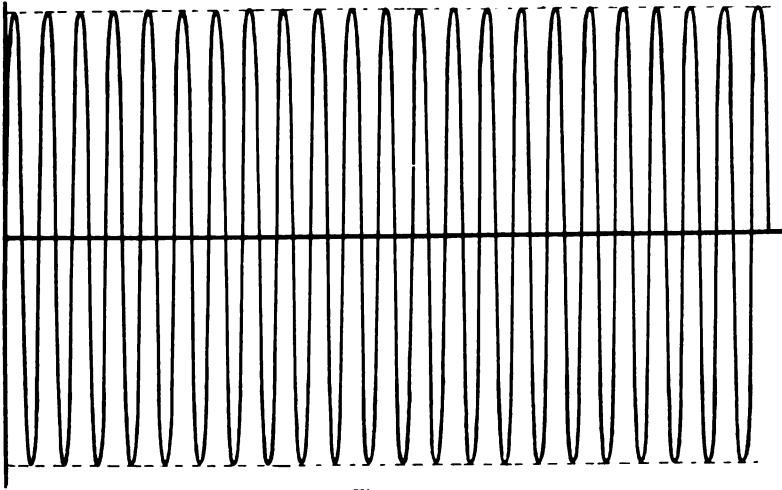


Fig. 324.

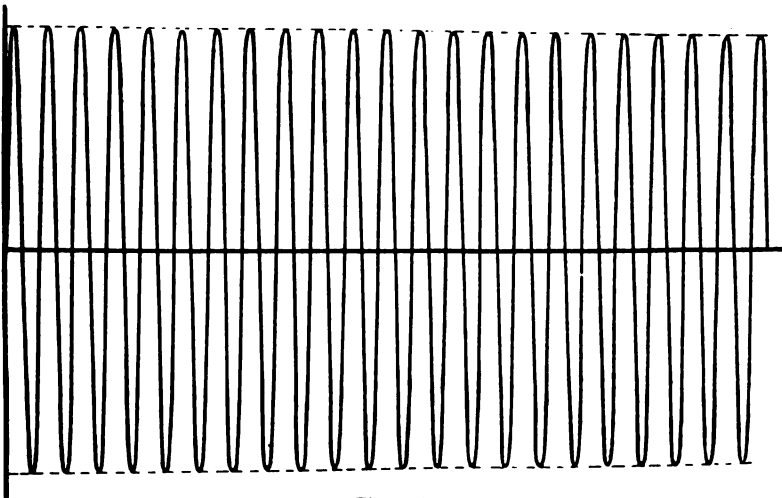
 $b = 0$ , ungedämpfte Schwingungen.

Fig. 325.

 $b = 0,003$ .

## Fortsetzung von Tabelle IV.

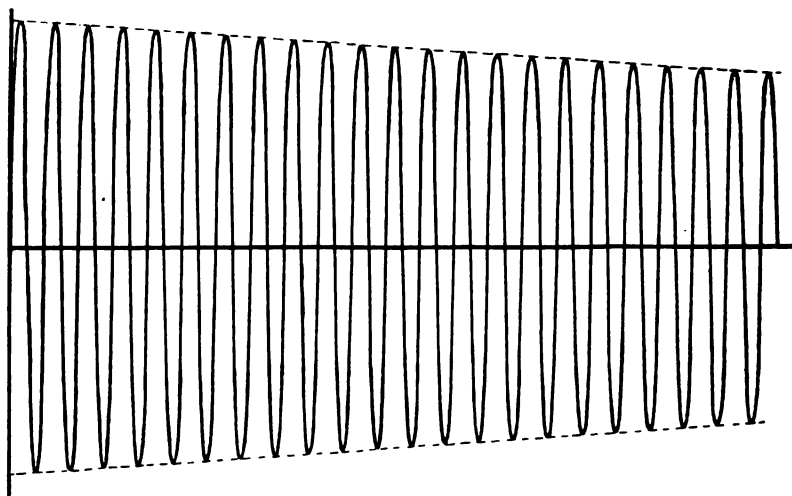


Fig. 326.  
 $b = 0,01.$

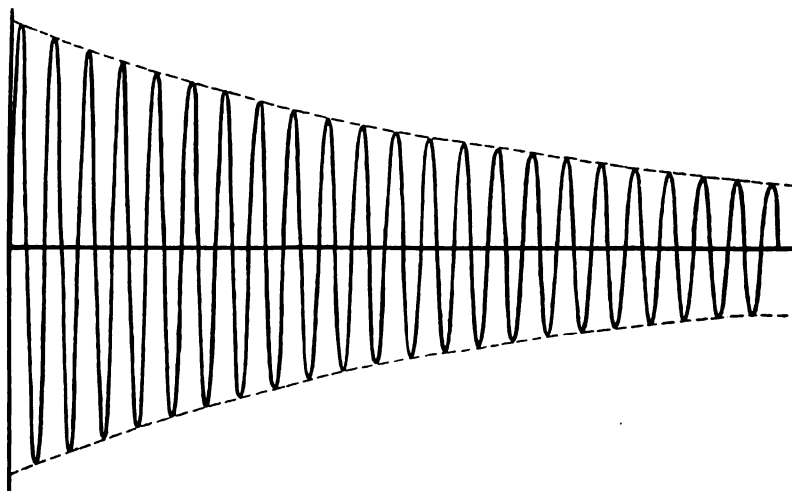


Fig. 327.  
 $b = 0,06.$

Fortsetzung von Tabelle IV.

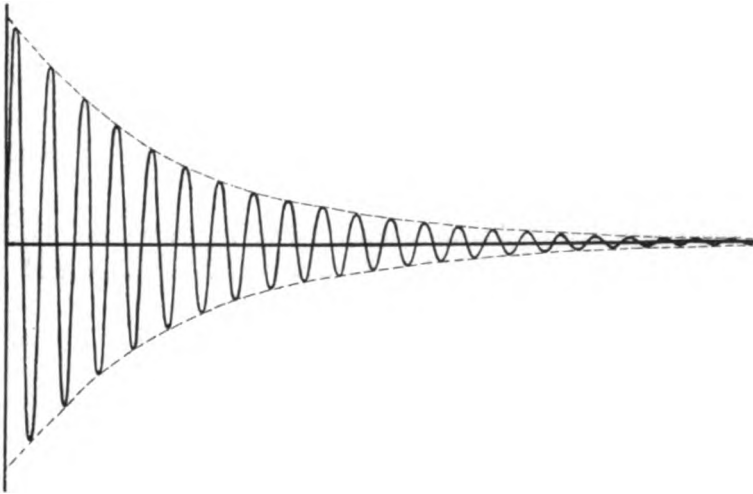


Fig. 328.  
 $b = 0,2.$

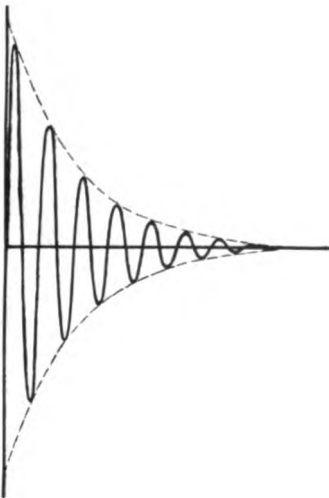


Fig. 329.  
 $b = 0,5.$

Tabelle V.

Die Funken-(Lichtbogen-)Konstanten <sup>7)</sup>.

Nach **11b** bzw. **113b** steht die Spannung  $\mathscr{U}$  zwischen den Polen einer Funkenstrecke (bzw. eines Lichtbogens) zum Strom  $J$  durch die Funkenstrecke in der Beziehung

$$\mathscr{U} = a + \frac{b}{J}.$$

Die Werte der Funkenkonstanten  $a$  und  $b$  hängen von der Entfernung, vom Material und dem Zustand der Elektroden und vom Gas ab.

Die Abhängigkeit von der Entfernung  $f$  der Elektroden ist annähernd von der Form

$$\begin{aligned} a &= a_0 + a_1 f. \\ b &= b_0 + b_1 f. \end{aligned}$$

Das Material der Elektroden macht sich stark erst dann geltend, wenn der Strom kräftig genug ist, um das Metall zum Verdampfen zu bringen. Beim Zustand der Elektroden handelt es sich in erster Linie um die Temperatur: die Werte der Konstanten bei kalten Elektroden sind ganz verschieden von denjenigen für glühende Elektroden.

Im folgenden sind die Werte für zwei extreme Fälle angegeben: sie sollen zeigen, um welche Größenordnung es sich handelt.

1. Glimmentladung in atmosphärischer Luft (ganz geringe Stromstärken, Elektroden kalt, Einfluß des Elektrodenmaterials sehr gering).

$$\begin{aligned} a &= 300 + 86,4 \cdot f^*) \text{ Volt} \\ b &= \quad \quad 0,6 \cdot f \text{ Watt} \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} a &= 300 + 86,4 \cdot f^*) \text{ Volt} \\ b &= \quad \quad 0,6 \cdot f \text{ Watt} \end{aligned}} \right\} \text{ nach J. Koch}^{**}).$$

$$\begin{aligned} a &= 340 \quad + 70 \cdot f \text{ Volt} \\ b &= -0,025 + 0,568 \cdot f \text{ Watt} \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} a &= 340 \quad + 70 \cdot f \text{ Volt} \\ b &= -0,025 + 0,568 \cdot f \text{ Watt} \end{aligned}} \right\} \text{ nach C. Stuchtey}^{***}).$$

Die Beobachtungen von W. Stuff <sup>7)</sup> (Messingelektroden,  $f$  bis 7 mm) geben:

\*)  $f$  in Millimetern.

\*\*) J. Koch, Diss., Upsala 1904 (zit. bei W. Stuff <sup>7)</sup>). Ann. Phys. 15, 865, 1905. Beobachtungen bis  $f = 2$  mm.

\*\*\*) C. Stuchtey, Dissert. Bonn 1904 (zit. bei W. Stuff <sup>7)</sup>): Beobachtungen bis  $f = 6$  mm.

	a	b
f = 4 mm	675 Volt	2,36 Watt
f = 5 "	721 "	3,22 "
f = 6 "	855 "	3,55 "
f = 7 "	1114 "	3,53 "

2. Lichtbogen <sup>107)</sup> (Stromstärken von mehreren Ampère, Elektroden glühend).

Kohleelektroden:  $a = 38,88 + 2,074 \cdot f$  Volt } Miß Ayrton\*  
 $b = 11,66 + 10,54 \cdot f$  Watt }

Kupferelektroden:  $a = 21,38 + 3,03 \cdot f$  Volt } Guye und Zébrinkoff <sup>107)</sup>  
 $b = 10,69 + 15,24 \cdot f$  Watt }

Bei Kondensatorkreisen, deren Wellenlänge 2000 m übersteigt, scheint für ganz kleine Zinkfunkenstrecken a zwischen 30 und 40 Volt zu liegen\*).

**Tabelle VI.**

**Formeln für die Berechnung von Selbstinduktionskoeffizienten\*\*).**

In den folgenden Formeln bedeutet  $\rho$  den Drahtradius,  $r$  den Radius einer Windung,  $l$  die Länge der Spule (die Umspinnung der äußersten Windung miteingerechnet),  $n$  die Gesamtzahl der Windungen,  $n_1$  die Anzahl Windungen pro Zentimeter,  $d$  den Abstand der Drahtachsen zweier aufeinanderfolgenden Windungen. — Drückt man die Längen in Zentimeter aus, so geben die Formeln den Selbstinduktionskoeffizienten in C.G.S.-Einheiten.

1. Drahtkreis.

$$L = 4 \pi r \left( \log \text{nat} \frac{8r}{\rho} - 1,75 \right) \text{ (Kirchhoff).}$$

$$\mathfrak{L}_0^{***}) = 4 \pi r \left( \log \text{nat} \frac{8r}{\rho} - 2 \right).$$

2. Spule mit einer einzigen Windungslage von nur wenigen Windungen (B. Straßer <sup>32)</sup>).

\*) D. Roschansky 7).

\*\*) Eine sehr sorgfältige Zusammenstellung von Formeln über Selbstinduktionskoeffizienten und wechselseitige Induktionskoeffizienten bei E. B. Rosa, Bulletin of the Bureau of standards 5, 1 ff. 1908.

\*\*\*)) = effektiver Selbstinduktionskoeffizient, berechnet unter der Annahme, daß der Strom auf eine ganz dünne Oberflächenschicht beschränkt ist.

$$L = 4 \pi r \left[ n \log \operatorname{nat} \left( \frac{8r}{\rho} - 1,75 \right) + n(n-1) \left( \log \operatorname{nat} \frac{8r}{d} - 2 \right) - A \right. \\ \left. + \frac{d^2}{8r^2} \left\{ \left( 3 \log \operatorname{nat} \frac{8r}{d} - 1 \right) \left( \frac{n^2(n^2-1)}{12} \right) - B \right\} \right].$$

Die Werte von A und B folgen aus der untenstehenden Tabelle.

3. Spule, deren Länge groß ist gegen den Durchmesser: ganz rohe Annäherungsformel:

$$L \text{ bzw. } \mathcal{L} = 4 \pi^2 r^2 n_1^2 l.$$

4. Spule mit einer einzigen Windungslage, deren Durchmesser groß ist gegen die Spulenlänge (Lord Rayleigh).

$$L = 4 \pi r n^2 \left\{ \log \operatorname{nat} \frac{8r}{l} - \frac{1}{2} + \frac{l^2}{32r^2} \left( \log \operatorname{nat} \frac{8r}{l} + \frac{1}{4} \right) \right\} - \Delta L.$$

Für Spulen mit einer einzigen Windungslage, deren Länge so groß ist als der Radius, gilt noch sehr genau und für ziemlich längere Spulen gilt noch sehr annähernd die folgende Formel (Coffin):

$$L = 4 \pi r n^2 \left\{ \log \operatorname{nat} \frac{8r}{l} - \frac{1}{2} + \frac{l^2}{32r^2} \left( \log \operatorname{nat} \frac{8r}{l} + \frac{1}{4} \right) \right. \\ \left. - \frac{1}{1024} \frac{l^4}{r^4} \left( \log \frac{8r}{l} - \frac{2}{3} \right) + \frac{10}{131072} \cdot \frac{l^6}{r^6} \left( \log \operatorname{nat} \frac{8r}{l} - \frac{109}{120} \right) \right. \\ \left. - \frac{35}{4194304} \frac{l^8}{r^8} \left( \log \frac{8r}{l} - \frac{431}{420} \right) \right\} - \Delta L.$$

In diesen Formeln ist das Korrektionsglied  $\Delta L = 4 \pi r n (C + D)$  (E. B. Rosa). C und D folgen aus der untenstehenden Tabelle.

Tabelle für A und B.

n	A	B	n	A	B
1			16	354,4	35694
2			17	415,8	46757
3	1,386	8,315	18	482,8	60427
4	4,970	43,296	19	555,5	76662
5	11,33	140,82	20	634,2	96910
6	20,90	366,95	21	718,9	119330
7	34,06	794,73	22	809,7	146517
8	51,11	1499,55	23	906,6	178140
9	72,32	2590,62	24	1009,8	217338
10	97,92	4187,55	25	1119,4	259868
11	128,17	6572,94	26	1235,4	305044
12	163,14	9769,47	27	1357,9	359767
13	202,1	14042,1	28	1487,1	421783
14	248,2	19532,2	29	1618,1	491819
15	298,6	26740,1	30	1765,4	570515



Tabelle für C.

$\frac{2p}{d}$	C	$\frac{2p}{d}$	C	$\frac{2p}{d}$	C
1,00	0,5568	0,79	0,3211	0,59	0,0292
0,99	0,5468	0,78	0,3084	0,58	0,0121
0,98	0,5367	0,77	0,2955	0,57	— 0,0053
0,97	0,5264	0,76	0,2824	0,56	— 0,0230
0,96	0,5160	0,75	0,2691	0,55	— 0,0410
0,95	0,5055				
		0,74	0,2557	0,54	— 0,0594
0,94	0,4949	0,73	0,2421	0,53	— 0,0781
0,93	0,4842	0,72	0,2283	0,52	— 0,0971
0,92	0,4734	0,71	0,2143	0,51	— 0,1165
0,91	0,4625	0,70	0,2001	0,50	— 0,1363
0,90	0,4515				
		0,69	0,1857	0,45	— 0,2416
0,89	0,4403	0,68	0,1711	0,40	— 0,3594
0,88	0,4290	0,67	0,1563	0,35	— 0,4928
0,87	0,4176	0,66	0,1413	0,30	— 0,6471
0,86	0,4060	0,65	0,1261		
0,85	0,3943			0,25	— 0,8294
		0,64	0,1106	0,20	— 1,0526
0,84	0,3825	0,63	0,0949	0,15	— 1,3403
0,83	0,3705	0,62	0,0789	0,10	— 1,7457
0,82	0,3584	0,61	0,0626		
0,81	0,3461	0,60	0,0460		
0,80	0,3337				

Tabelle für D.

n	D	n	D	n	D
1	0,0000	35	0,3119	300	0,3343
2	0,1137	40	0,3148	400	0,3351
3	0,1663	45	0,3169	500	0,3356
4	0,1973	50	0,3186	600	0,3359
5	0,2180				
		60	0,3216	700	0,3361
6	0,2329	70	0,3239	800	0,3363
7	0,2443	80	0,3257	900	0,3364
8	0,2532	90	0,3270	1000	0,3365
9	0,2604	100	0,3280		
10	0,2664				
		125	0,3298		
15	0,2857	150	0,3311		
20	0,2974	175	0,3321		
25	0,3042	200	0,3328		
30	0,3083				

**Tabelle**  
**Effektiver Widerstand**

Die Zahlen geben den Widerstand von 1 m in Ohm unter  
Die Genauigkeit der

Draht- durch- messer in mm	Stationärer Strom	$N =$ $5 \cdot 10^4 \text{ sec.}$ $\lambda = 6000 \text{ m}$	$N =$ $1 \cdot 10^5 \text{ sec.}$ $\lambda = 3000 \text{ m}$	$N =$ $1,5 \cdot 10^5 \text{ sec.}$ $\lambda = 2000 \text{ m}$	$N =$ $2 \cdot 10^5 \text{ sec.}$ $\lambda = 1500 \text{ m}$	$N =$ $2,5 \cdot 10^5 \text{ sec.}$ $\lambda = 1200 \text{ m}$	$N =$ $3 \cdot 10^5 \text{ sec.}$ $\lambda = 1000 \text{ m}$
0,2	0,554	0,55	0,56	0,56	0,56	0,56	0,56
0,4	0,138	0,139	0,141	0,143	0,148	0,152	0,157
0,6	0,0615	0,063	0,067	0,072	0,078	0,086	0,093
0,8	0,0346	0,0370	0,0422	0,0498	0,056	0,062	0,067
1	0,0221	0,0254	0,0323	0,0382	0,0434	0,0480	0,052
1,2	0,0154	0,0196	0,0262	0,0314	0,0354	0,0393	0,0427
1,4	0,0113	0,0164	0,0221	0,0263	0,0298	0,0331	0,0359
1,6	0,00865	0,0140	0,0189	0,0226	0,0258	0,0285	0,0311
1,8	0,00683	0,0123	0,0169	0,0199	0,0226	0,0251	0,0273
2	0,00554	0,0110	0,0148	0,0178	0,0202	0,0225	0,0245
2,2	0,00457	0,0098	0,0133	0,0159	0,0182	0,0203	0,0221
2,4	0,00384	0,0089	0,0121	0,0146	0,0166	0,0185	0,0202
2,6	0,00328	0,0081	0,0111	0,0134	0,0153	0,0171	0,0186
2,8	0,00282	0,0075	0,0102	0,0123	0,0141	0,0158	0,0172
3	0,00246	0,0069	0,0095	0,0115	0,0132	0,0147	0,0160
3,2	0,00216	0,0065	0,0089	0,0107	0,0123	0,0137	0,0149
3,4	0,00192	0,0061	0,0083	0,0101	0,0116	0,0129	0,0141
3,6	0,00171	0,0057	0,0079	0,0096	0,0110	0,0122	0,0133
3,8	0,00153	0,0053	0,0074	0,0090	0,0103	0,0114	0,0125
4	0,00138	0,0051	0,0070	0,0085	0,0097	0,0108	0,0118
4,2	0,00125	0,00479	0,0066	0,0080	0,0092	0,0103	0,0112
4,4	0,00114	0,00456	0,0063	0,0077	0,0088	0,0098	0,0107
4,6	0,00105	0,00438	0,0061	0,0074	0,0085	0,0094	0,0103
4,8	0,000961	0,00417	0,0058	0,0070	0,0081	0,0090	0,0096
5	0,000886	0,00400	0,00555	0,0067	0,0077	0,0086	0,0094
5,2	0,000819	0,00383	0,0053	0,0065	0,0074	0,0083	0,00905
5,4	0,000759	0,00368	0,0051	0,0062	0,00715	0,0080	0,0086
5,6	0,000706	0,00354	0,00493	0,0060	0,0069	0,0076	0,0083
5,8	0,000658	0,00341	0,00475	0,0058	0,00665	0,0074	0,0081
6	0,000615	0,00330	0,00458	0,0056	0,0064	0,0071	0,0078
6,2	0,000576	0,00319	0,00443	0,0054	0,0062	0,0069	0,00755
6,4	0,000541	0,00309	0,00429	0,0052	0,0060	0,0067	0,0073
6,6	0,000508	0,00299	0,00415	0,00505	0,0058	0,00645	0,0071
6,8	0,000479	0,00290	0,00403	0,00489	0,0056	0,0063	0,00685
7	0,000452	0,00281	0,00391	0,00475	0,0055	0,0061	0,0067
7,2	0,000427	0,00272	0,00379	0,00461	0,0053	0,0059	0,00645
7,4	0,000404	0,00265	0,00369	0,00448	0,0051	0,0058	0,0063
7,6	0,000383	0,00257	0,00359	0,00433	0,0050	0,0056	0,0061
7,8	0,000364	0,00251	0,00350	0,00426	0,00488	0,0055	0,0059
8	0,000346	0,00244	0,00341	0,00415	0,00477	0,0053	0,0058

## VII.

## von Kupferdrähten.

der Annahme eines Leitvermögens  $\sigma = 57,5 \times 10^5$  C.G.S.

Zahlen ist 1—2 %.

N = 3,5 · 10 <sup>5</sup> sec. $\lambda = 857$ m	N = 4 · 10 <sup>5</sup> sec. $\lambda = 750$ m	N = 4,5 · 10 <sup>5</sup> sec. $\lambda = 667$ m	N = 5 · 10 <sup>5</sup> sec. $\lambda = 600$ m	N = 10 <sup>6</sup> sec. $\lambda = 300$ m	N = 1,5 · 10 <sup>6</sup> sec. $\lambda = 200$ m	N = 2 · 10 <sup>6</sup> sec. $\lambda = 150$ m	N = 3 · 10 <sup>6</sup> sec. $\lambda = 100$ m
0,56	0,56	0,56 <sub>5</sub>	0,57	0,61	0,66	0,73	0,86 <sub>5</sub>
0,163	0,168	0,175	0,183	0,245	0,293	0,328	0,399
0,099	0,104	0,110	0,115	0,156	0,187	0,213	0,257
0,072	0,076	0,079	0,083	0,110	0,136	0,157	0,190
0,055 <sub>5</sub>	0,062	0,065	0,069	0,108	0,124	0,138	0,151
0,0456	0,0489	0,051	0,053	0,074	0,089	0,103	0,125
0,0384	0,0405	0,0452	0,0450	0,062	0,076	0,087	0,106
0,0333	0,0353	0,0372	0,0394	0,054	0,066	0,076	0,093
0,0294	0,0314	0,0331	0,0345	0,0480	0,058	0,067	0,083
0,0263	0,0278	0,0295	0,0310	0,0432	0,053	0,061	0,074
0,0238	0,0254	0,0267	0,0280	0,0392	0,0479	0,0551	0,067
0,0217	0,0231	0,0243	0,0257	0,0357	0,0438	0,0506	0,062
0,0200	0,0212	0,0224	0,0236	0,0329	0,0400	0,0469	0,057
0,0185	0,0196	0,0207	0,0223	0,0307	0,0379	0,0433	0,053
0,0172	0,0183	0,0193	0,0204	0,0287	0,0350	0,0405	0,0497
0,0161	0,0171	0,0180	0,0190	0,0267	0,0328	0,0381	0,0459
0,0151	0,0160	0,0170	0,0178	0,0252	0,0309	0,0357	0,0431
0,0143	0,0154	0,0160	0,0168	0,0239	0,0293	0,0337	0,0407
0,0134	0,0143	0,0151	0,0159	0,0225	0,0277	0,0314	0,0386
0,0127	0,0136	0,0140	0,0151	0,0214	0,0263	0,0300	0,0366
0,0121	0,0128	0,0136	0,0145	0,0205	0,0246	0,0285	0,0349
0,0115	0,0123	0,0130	0,0138	0,0196	0,0235	0,0272	0,0331
0,0111	0,0118	0,0125	0,0131	0,0187	0,0225	0,0260	0,0317
0,0106	0,0113	0,0120	0,0127	0,0177	0,0216	0,0250	0,0304
0,0101	0,0108	0,0115	0,0124	0,0169	0,0207	0,0240	0,0292
0,0097 <sub>5</sub>	0,0104	0,0111	0,0116	0,0162	0,0199	0,0229	0,0281
0,0093	0,0100	0,0106	0,0112	0,0156	0,0192	0,0220	0,0271
0,0091	0,0097	0,0102	0,0108	0,0152	0,0185	0,0213	0,0261
0,0087	0,0093	0,0099	0,0104	0,0146	0,0176	0,0203	0,0252
0,0084	0,0090	0,0095	0,0101	0,0141	0,0172	0,0199	0,0243
0,0081	0,0087	0,0092	0,0098	0,0136	0,0167	0,0192	0,0235
0,0079	0,0084	0,0089	0,0095	0,0132	0,0162	0,0186	0,0228
0,0076	0,0081	0,0086	0,0092	0,0128	0,0157	0,0181	0,0221
0,0074	0,0078	0,0083	0,0088	0,0123	0,0151	0,0175	0,0214
0,0071	0,0076	0,0081	0,0085	0,0120	0,0148	0,0172	0,0208
0,0070	0,0074	0,0079	0,0083	0,0117	0,0143	0,0166	0,0203
0,0067 <sub>5</sub>	0,0072	0,0077	0,0081	0,0114	0,0139	0,0160	0,0196
0,0066	0,0071	0,0075	0,0079	0,0111	0,0135	0,0156	0,0192
0,0064	0,0069	0,0073	0,0077	0,0108	0,0132	0,0152	0,0186
0,0063	0,0067	0,0071	0,0075	0,0105	0,0129	0,0148	0,0182

Tabelle VIII.

## Maximaldurchmesser von Widerstandsdrähten.

Bei dem in der Tabelle angegebenen Durchmesser (in Millimetern) unterscheidet sich der Widerstand um 1% von dem Gleichstromwiderstand. Soll der Unterschied 0,1% nicht übersteigen, so darf der Drahtdurchmesser nur ungefähr  $\frac{1}{2}$  (genau 0,56 mal) so groß sein. Ein doppelt (genau 1,78 mal) so großer Drahtdurchmesser bedingt einen Unterschied von 10%.

Material	Leitvermögen in C.G.S.- Einheiten	Maximaldurchmesser in Millimeter			
		N =	N = 2,5	N =	N = 2,5
		$5 \cdot 10^4 / \text{sec.}$ $\lambda = 6000 \text{ m}$	$\cdot 10^3 / \text{sec.}$ $\lambda = 1200 \text{ m}$	$5 \cdot 10^3 / \text{sec.}$ $\lambda = 600 \text{ m}$	$\cdot 10^2 / \text{sec.}$ $\lambda = 120 \text{ m}$
Eisen, Permeabilität 3000	$10 \cdot 10^{-5}$	0,019	0,0084	0,0060	0,0027
" 1000	"	0,033	0,015	0,010	0,0046
" 300	"	0,059	0,027	0,018	0,0084
" 100	"	0,099	0,044	0,031	0,014
" 10	"	0,33	0,15	0,10	0,046
Gold . . . . .	$45 \cdot 10^{-5}$	0,56	0,25	0,17	0,079
Kupfer . . . . .	$57,5 \cdot 10^{-5}$	0,49	0,22	0,15	0,0069
Konstantan . . . . .	$2 \cdot 10^{-5}$	2,6	1,2	0,83	0,37
Manganin { . . . . .	$2,4 \cdot 10^{-5}$	2,4	1,1	0,75	0,34
Nickelin { . . . . .					
Platin . . . . .	$10 \cdot 10^{-5}$	1,2	0,57	0,37	0,17
Graphit*) . . . . .	$0,08 \cdot 10^{-5}$	13,2	5,9	4,2	1,9
	bis				
	$0,4 \cdot 10^{-5}$	5,9	2,7	1,9	0,84
Kohle (Bogenlampen- kohle) . . . . .	$0,025 \cdot 10^{-5}$	23,6	10,6	7,5	3,4
Quecksilber . . . . .	$1,06 \cdot 10^{-5}$	3,6	1,6	1,1	0,51
Konz. $\text{CuSO}_4$ -Lösung . .	$4,6 \cdot 10^{-11}$	175	78	55	25

\*) Für rechteckigen Querschnitt geben die Zahlen sehr annähernd den Betrag an, den der größte Durchmesser im Maximum haben darf, wenn der Unterschied zwischen effektivem und Gleichstromwiderstand 1% nicht übersteigen soll.

Tabelle IX.

## Schlagweite und Entladungsspannung.

Für kleine Schlagweiten:

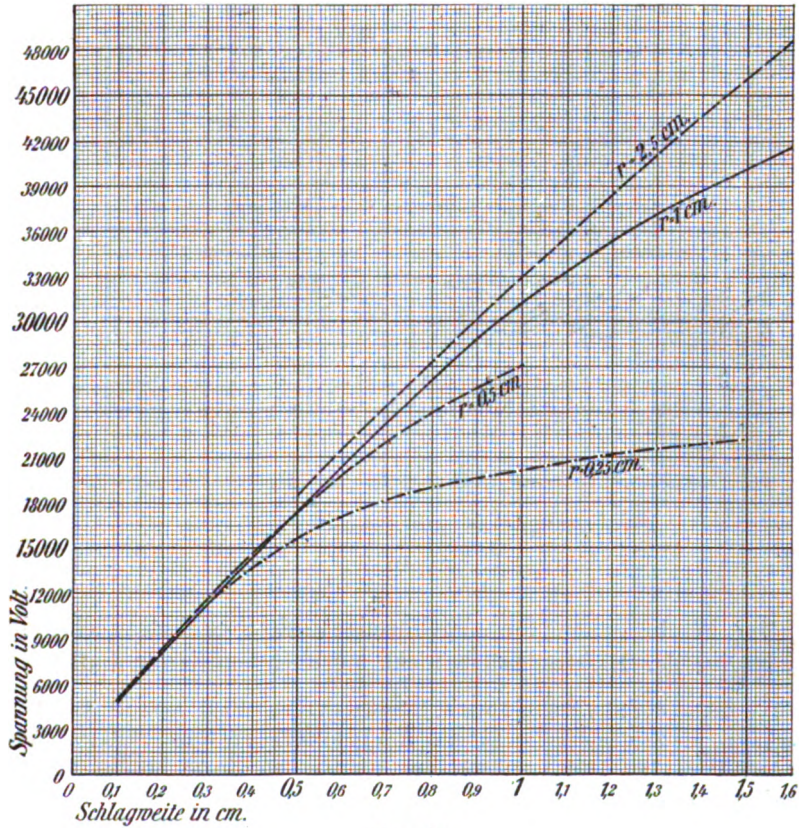


Fig. 830.

Für größere Schlagweiten:

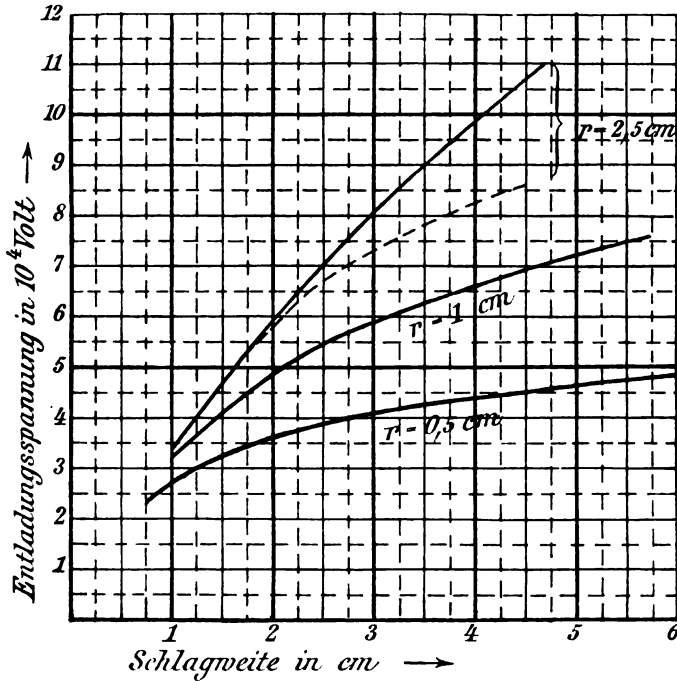


Fig. 331.

Die Werte gelten für kugelförmige, nicht erhitze Elektroden ( $r$  = Radius der Elektroden) in nicht merklich ionisierter Luft.

Die Zahlen der Fig. 330 sind aus A. Heydweiller (Wied. Ann. **48**, 235, 1893) entnommen, die Zahlen der Fig. 331 aus J. Algermissen (Diss. Straßburg 1906 und Ann. Phys. **19**, 1007 ff., 1906), der gestrichelten Kurve in Fig. 331 aus E. Voigt, Ann. Phys. **12**, 403, 1903. Die Zahlen von Fig. 331 sind Mittelwerte bei verschiedener Temperatur, Feuchtigkeit und Barometerstand; diejenigen von Fig. 330 beziehen sich auf trockene Luft von  $18^\circ$  und 745 mm Druck: Für 8 mm Druckzunahme und  $3^\circ$  Temperaturabnahme sind die Spannungen um 1% zu erhöhen.

Tabelle X.

## Berechnung des Koppelungsgrads.

Es ist [80] der Koppelungsgrad

$$K' = 1 - \left( \frac{N}{N^I} \right)^2 = \left( \frac{N}{N^{II}} \right)^2 - 1 = \frac{1 - \left( \frac{N^{II}}{N^I} \right)^2}{1 + \left( \frac{N^{II}}{N^I} \right)^2}$$

$$= 1 - \left( \frac{\lambda^I}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{\lambda^{II}}{\lambda} \right)^2 - 1 = \frac{1 - \left( \frac{\lambda^I}{\lambda^{II}} \right)^2}{1 + \left( \frac{\lambda^I}{\lambda^{II}} \right)^2}$$

In der folgenden Tabelle ist der Koppelungsgrad in % angegeben.  
Ein Koppelungsgrad von 2% heißt also:  $K' = 0,02$

I.		II.		III.	
$\frac{\lambda^I}{\lambda}$ bzw. $\frac{N}{N^I}$	Koppelungs- grad in %	$\frac{\lambda^{II}}{\lambda}$ bzw. $\frac{N}{N^{II}}$	Koppelungs- grad in %	$\frac{\lambda^I}{\lambda^{II}}$ bzw. $\frac{N^{II}}{N^I}$	Koppelungs- grad in %
0,999	0,20	1,001	0,20	1,001	0,100
0,998	0,40	1,002	0,40	1,002	0,200
0,997	0,60	1,003	0,60	1,003	0,299
0,996	0,80	1,004	0,80	1,004	0,398
0,995	1,00	1,005	1,00	1,005	0,498
0,994	1,20	1,006	1,20	1,006	0,596
0,993	1,40	1,007	1,40	1,007	0,695
0,992	1,59	1,008	1,61	1,008	0,799
0,991	1,79	1,009	1,81	1,009	0,897
0,99	1,99	1,01	2,01	1,01	0,99
0,98	3,96	1,02	2,04	1,02	1,98
0,97	4,91	1,03	6,09	1,03	2,97
0,96	7,84	1,04	8,16	1,04	3,92
0,95	9,75	1,05	10,2	1,05	4,87
0,94	11,6	1,06	12,4	1,06	5,82
0,93	13,5	1,07	14,5	1,07	6,76
0,92	15,4	1,08	16,6	1,08	7,68
0,91	17,2	1,09	18,8	1,09	8,60
0,90	19,0	1,10	21,0	1,10	9,50
0,89	20,8	1,11	23,2	1,11	10,4
0,88	22,6	1,12	25,4	1,12	11,3
0,87	24,3	1,13	27,7	1,13	12,2
0,86	26,0	1,14	30,0	1,14	13,0
0,85	27,8	1,15	32,2	1,15	13,9

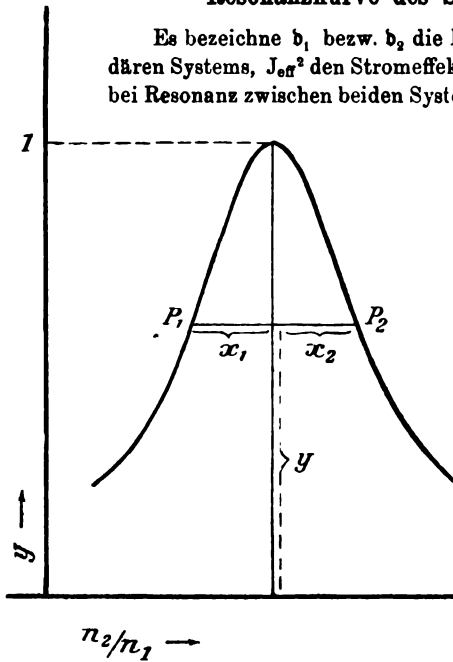
## Fortsetzung von Tabelle X.

I.		II.		III.	
$\frac{\lambda^I}{\lambda}$ bzw. $\frac{N}{N^I}$	Koppelungs- grad in %	$\frac{\lambda^{II}}{\lambda}$ bzw. $\frac{N}{N^{II}}$	Koppelungs- grad in %	$\frac{\lambda^I}{\lambda^{II}}$ bzw. $\frac{N^{II}}{N^I}$	Koppelungs- grad in %
0,84	29,4	1,16	34,6	1,16	14,7
0,83	31,1	1,17	36,9	1,17	15,6
0,82	32,8	1,18	39,2	1,18	16,4
0,81	34,4	1,19	41,6	1,19	17,2
0,80	36,0	1,20	44,0	1,20	18,0
0,79	37,6	1,21	46,4	1,21	18,8
0,78	39,2	1,22	48,8	1,22	19,6
0,77	40,7	1,23	51,3	1,23	20,4
0,76	42,2	1,24	53,8	1,24	21,2
0,75	43,8	1,25	56,2	1,25	22,0
0,74	45,2	1,26	58,8	1,26	22,7
0,73	46,7	1,27	61,3	1,27	23,5
0,72	48,2	1,28	63,8	1,28	24,2
0,71	49,6	1,29	66,4	1,29	24,9
0,70	51,0	1,30	69,0	1,30	25,6
0,69	52,4			1,31	26,4
0,68	53,8			1,32	27,1
0,67	55,1			1,33	27,8
0,66	56,4			1,34	28,5
0,65	57,8			1,35	29,1
0,64	59,0			1,36	29,8
0,63	60,3			1,37	30,5
0,62	61,6			1,38	31,1
0,61	62,8			1,39	31,8
0,60	64,0			1,40	32,4
				1,41	33,0
				1,42	33,7
				1,43	34,3
				1,44	34,9
				1,45	35,5
				1,46	36,1
				1,47	36,7
				1,48	37,3
				1,49	37,9
				1,50	38,5
				1,55	41,2
				1,60	43,8
				1,65	46,3
				1,70	48,6
				1,75	50,7
				1,80	52,8
				1,85	54,8
				1,90	56,6
				1,95	58,4
				2	60,0



Tabelle XI.

## Resonanzkurve des Stromeffekts [72].



Es bezeichne  $b_1$  bzw.  $b_2$  die Dekremente des primären bzw. sekundären Systems,  $J_{\text{eff}}^2$  den Stromeffekt im sekundären System,  $J_{r \text{ eff}}^2$  dasselbe bei Resonanz zwischen beiden Systemen. Die Resonanzkurve sei so gezeichnet,

daß als Ordinaten  $y = J_{\text{eff}}^2 : J_{r \text{ eff}}^2$ , als Abszissen  $x$  das Verhältnis  $(n_2/n_1)$  der beiden Wechselzahlen bzw. der beiden Frequenzen oder Wellenlängen aufgetragen ist.  $x$  sei  $= \frac{x_1 + x_2}{2}$  und  $x_1$  und  $x_2$  haben die aus der nebenstehenden Figur ersichtliche Bedeutung.

Dann ist:

$$b_1 + b_2 = x \cdot 2\pi \sqrt{\frac{y}{1-y}} = x \cdot A.$$

Vorausgesetzt dabei ist:

- 1)  $x$  klein gegen 1.
- 2)  $b_1 + b_2$  klein gegen  $2\pi$ .

In der folgenden Tabelle ist der Wert von  $A$  und  $\log. A$  für die verschiedenen Werte von  $y$  angegeben.

$y$	$\log. A$	$A$	$y$	$\log. A$	$A$
0,998	2,1472	140	0,958	1,4773	30,0
0,996	1,9963	99,2	0,956	1,4667	29,3
0,994	1,9078	80,9	0,954	1,4565	28,6
0,992	1,8449	70,0	0,952	1,4469	28,0
0,990	1,7960	62,5	0,950	1,4376	27,4
0,988	1,7560	57,0	0,945	1,4157	26,0
0,986	1,7221	52,7	0,940	1,3956	24,9
0,984	1,6926	49,3	0,935	1,3771	23,8
0,982	1,6666	46,4	0,930	1,3599	22,9
0,980	1,6433	44,0	0,925	1,3437	22,1
0,978	1,6221	41,9	0,920	1,3285	21,3
0,976	1,6028	40,1	0,915	1,3142	20,6
0,974	1,5850	38,5	0,910	1,3006	20,0
0,972	1,5684	37,0	0,905	1,2876	19,4
0,970	1,5530	35,7	0,900	1,2753	18,8 <sub>5</sub>
0,968	1,5386	34,5	0,89	1,2522	17,9
0,966	1,5249	33,5	0,88	1,2308	17,0
0,964	1,5121	32,5	0,87	1,2110	16,3
0,962	1,4994	31,6	0,86	1,1924	15,6
0,960	1,4883	30,8	0,85	1,1748	15,0

Fortsetzung von Tabelle XI.

y	log. A	A	y	log. A	A
0,84	1,1583	14,4	0,39	0,7011	5,02
0,83	1,1425	13,9	0,38	0,6919	4,92
0,82	1,1274	13,4	0,37	0,6827	4,82
0,81	1,1130	13,0	0,36	0,6734	4,71
0,80	1,0993	12,6	0,35	0,6638	4,61
0,79	1,0859	12,2	0,34	0,6542	4,51
0,78	1,0730	11,8	0,33	0,6444	4,41
0,77	1,0606	11,5	0,32	0,6345	4,31
0,76	1,0485	11,2	0,31	0,6245	4,21
0,75	1,0367	10,9	0,30	0,6142	4,11
0,74	1,0253	10,6	0,29	0,6033	4,01
0,73	1,0141	10,3	0,28	0,5932	3,92
0,72	1,0032	10,1	0,27	0,5823	3,82
0,71	0,9931	9,84	0,26	0,5711	3,72
0,70	0,9822	9,60	0,25	0,5597	3,63
0,69	0,9719	9,37	0,24	0,5479	3,53
0,68	0,9619	9,16	0,23	0,5358	3,43
0,67	0,9518	8,95	0,22	0,5234	3,34
0,66	0,9422	8,75	0,21	0,5105	3,24
0,65	0,9326	8,56	0,20	0,4971	3,14
0,64	0,9230	8,38	0,19	0,4834	3,04
0,63	0,9137	8,20	0,18	0,4690	2,94
0,62	0,9045	8,03	0,17	0,4539	2,84
0,61	0,8953	7,86	0,16	0,4381	2,74
0,60	0,8862	7,69	0,15	0,4216	2,64
0,59	0,8772	7,54	0,14	0,4040	2,54
0,58	0,8683	7,38	0,13	0,3854	2,43
0,57	0,8594	7,23	0,12	0,3656	2,32
0,56	0,8505	7,09	0,11	0,3442	2,21
0,55	0,8418	6,95	0,10	0,3211	2,09
0,54	0,8330	6,81	0,09	0,2958	1,98
0,53	0,8243	6,67	0,08	0,2679	1,85
0,52	0,8156	6,54	0,07	0,2365	1,72
0,51	0,8069	6,41	0,06	0,2008	1,59
0,50	0,7982	6,28	0,05	0,1588	1,44
0,49	0,7895	6,16	0,04	0,1081	1,28
0,48	0,7808	6,04	0,03	0,0434	1,10
0,47	0,7721	5,92	0,02	0,9531—1	0,90
0,46	0,7634	5,80	0,01	0,8004—1	0,63
0,45	0,7546	5,68			
0,44	0,7459	5,57			
0,43	0,7370	5,46			
0,42	0,7281	5,35			
0,41	0,7192	5,24			
0,40	0,7102	5,13			

## Literaturnachweis und theoretische Ergänzungen.

<sup>0)</sup> Zusammenfassende Werke über drahtlose Telegraphie, die im folgenden zitiert sind:

a) J. Erskine-Murray, A handbook of wireless Telegraphy its theory and practice. London 1907. (Inzwischen ist eine neue Auflage erschienen, die ich leider nicht mehr benützen konnte.)

b) J. A. Fleming, The principles of electric wave telegraphy. London 1906.

c) A. Zammarchi, La telegrafia senza fili di Guglielmo Marconi. Bergamo 1904.

d) J. Zenneck, Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie. Stuttgart 1905.

<sup>1)</sup> Ausführlicher in EMS, S. 351 ff.

<sup>2)</sup> EMS, S. 547.

<sup>3)</sup> Die elektrotechnische Fabrik von Hans Boas (Berlin) stellt Elektromotore mit ganz besonders hoher Tourenzahl für diesen Zweck her.

<sup>4)</sup> Kurven zur Bestimmung der Wellenlänge aus Kapazität und Selbstinduktionskoeffizienten bei W. W. Massie, Electrician **57**, 826. 1906.

<sup>5)</sup> Richtiger ist  $\frac{1}{2} \approx J_0^2$  die pro Periode umgesetzte Energie (vgl. E. Cohn, Das elektromagnetische Feld. Leipzig 1900, S. 360).

<sup>6)</sup> F. Richarz und W. Ziegler, Ann. Phys. **1**, 468. 1901. J. Zenneck, Ann. Phys. **13**, 822. 1904.

<sup>7)</sup> A. Heydweiller, Ann. Phys. **19**, 649. 1906. **25**, S. 48. 1908. W. Stuff, Diss. Münster 1907. Weitere Arbeiten über den Funkenwiderstand H. Rausch von Traubenberg und W. Hahnemann, Phys. Zeitschr. **8**, 498. 1907. H. Barkhausen, Phys. Zeitschr. **8**, 624. 1907. Nach Drucklegung des Textes sind zwei Arbeiten von D. Roschansky (Phys. Zeitschr. **9**, 627. 635. 1908) erschienen, in denen angegeben wird, daß bei Frequenzen über ca.  $1,5 \cdot 10^5/\text{sec.}$  eine Funkenstrecke sich um so mehr wie ein Ohm'scher Widerstand verhält, je höher die Frequenz ist.

<sup>8)</sup> Vgl. Kap. V. und C. Fischer, Ann. Phys. **22**, 265. 1907. — Dazu kommt, daß über die Abnahme der Amplitude bei Kondensatorkreisen mit Funkenstrecke wenig Genaues bekannt ist, während jener Mittelwert leicht experimentell bestimmt werden kann, und daß die theoretische Behandlung von Schwingungen mit Amplitudenkurven der Form Fig. 15 sehr große Schwierigkeiten bieten würde.

<sup>9)</sup> Die Anordnung wurde von Maresca (Phys. Zeitschr. **4**, 9. 1902), die Methode in der Form, in der sie hier beschrieben wurde, von K. Simons (Ann. Phys. **13**, 1044. 1904) angegeben.

<sup>10)</sup> Es ist

$$J_0 = \frac{\varpi_0}{\omega \varpi} = \varpi_0 \sqrt{\frac{\mathfrak{C}}{\varpi}}.$$

Ist also

$$R_f = \frac{A}{J_0},$$

so ergibt das

$$R_f = \frac{A}{\varpi_0} \sqrt{\frac{\varpi}{\mathfrak{C}}}$$

$$\mathfrak{d}_f = \frac{R_f}{2N\mathfrak{C}} = \frac{A}{2N\varpi_0} \sqrt{\frac{1}{\varpi \mathfrak{C}}} = \frac{\pi A}{\varpi_0}.$$

Aus der Beziehung **11b** Gl. 2 folgt

$$R_f = \frac{6}{\pi} \cdot \frac{a}{J_0} \quad \text{bzw.} \quad = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{a}{J_0}$$

(H. Barkhausen)<sup>7)</sup>, je nachdem die Amplitudenkurve eine Gerade oder eine Exponentialkurve ist.

<sup>11)</sup> A. Slaby, ETZ, 27. Oktober 1904.

<sup>12)</sup> H. Rausch von Trautenberg und W. Hahnemann<sup>7)</sup>. K. E. F. Schmidt, Phys. Zeitschr. **8**, 617. 1907.

<sup>13)</sup> G. Rempp, Diss. Straßburg 1904 und Ann. Phys. **17**, 627. 1905. Seine Werte für Funkenlängen über ca. 6 mm sind infolge des Sprühens der Flaschen, dessen Bedeutung damals noch nicht erkannt war, viel zu hoch.

<sup>14)</sup> Darin steckt noch das Hysteresisdekrement der Kondensatoren, das nach den Angaben von W. Hahnemann und L. Adelman<sup>17)</sup> wohl etwa 0,01 betrug.

<sup>15)</sup> W. Eickhoff, Phys. Zeitschr. **8**, 494. 1907.

<sup>16)</sup> Messungen von W. Eickhoff am physikalischen Institut Braunschweig. (Vgl. Phys. Zeitschr. **8**, 497. 1907.)

<sup>17)</sup> B. Monasch, Ann. Phys. **22**, 905. 1907. W. Hahnemann und L. Adelman, ETZ **1907**, 988, 1010.

<sup>17a)</sup> Angefertigt von H. Rau und W. Eickhoff.

<sup>18)</sup> Kondensatoren mit Preßluft vorgeschlagen von T. Jervis-Smith (Nature **48**, 64. 1893; zit. Electrician **55**, 912. 1905). R. Fessenden (ETZ **1905**, 950) gibt an, daß ein Kondensator mit Preßluft von ca. 4 Atmosphären bei einem Plattenabstand von 2 mm sich erst entlud, als die Spannung 27500 Volt betrug.

<sup>19)</sup> Ausführlichere Darstellung in EMS S. 498 ff., 743 ff.

<sup>20)</sup> Nach F. Harms (Ann. Phys. **23**, 60. 1907) ist bei Drähten mit isolieren der Hülle die Fortpflanzungsgeschwindigkeit und deshalb auch die Frequenz kleiner.

<sup>21)</sup> F. Hack, Ann. Phys. **18**, 634. 1905.

<sup>22)</sup> M. Abraham, Wied. Ann. **66**, 435 ff. F. Hack, Ann. Phys. **14**, 539. 1904.

<sup>23)</sup> Ausführlicheres über die Schwingungen von Spulen P. Drude, Ann. Phys. **9**, 593. 1902. J. A. Fleming<sup>9)</sup>, S. 251 ff.

<sup>23a)</sup> M. Wien, Jahrb. **1**, 474. 1908.

<sup>24)</sup> G. Seibt, ETZ 1902, 411. Außerdem Versuche aus physikal. Inst. Braunschweig.

<sup>25)</sup> Ist der Strom  $J$  von der Form

$$J = J_0 \sin \omega t,$$

so ist im Abstand  $r$

$$E = E_0 \cos \left( \omega t - \frac{2\pi r}{\lambda} \right); \quad M = M_0 \cos \left( \omega t - \frac{2\pi r}{\lambda} \right).$$

(Vorzeichen von  $E$  und  $M$  wie in Fig. 36,  $J$  positiv gerechnet in der Richtung von  $A$  nach  $B$ .)

<sup>26)</sup> Vgl. z. B. M. Abraham, Theorie der Elektrizität II, S. 286. Leipzig 1905.

<sup>27)</sup> Es ist

$$\bar{J} = \frac{\int_0^1 J \, dl}{1}.$$

<sup>28)</sup> Ist leicht aus M. Abraham <sup>26)</sup>, S. 301 ff. abzuleiten.

<sup>29)</sup> Man entgeht allen Schwierigkeiten, die sich sonst bei der Koppelung von Systemen leicht einstellen, wenn man in folgender Weise verfährt: Für einen Punkt  $x$  auf dem Oszillator sei

$$J = |J| f(x) \quad \mathfrak{A} = |\mathfrak{A}| \varphi(x).$$

Es sei ferner der sekundliche Energieverbrauch durch Joule'sche Wärme

$$= \int_0^1 \mathfrak{H}^{(1)} \cdot J^2 \, d\mathbf{x} = |J|^2 \int_0^1 \mathfrak{H}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x},$$

die Energie des magnetischen Feldes, soweit es für die Schwingungen in Betracht kommt

$$= \frac{1}{2} \int_0^1 \mathfrak{L}^{(1)} J^2 \, d\mathbf{x} = \frac{1}{2} |J|^2 \int_0^1 \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x},$$

die Energie des elektrischen Feldes

$$= \frac{1}{2} \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \mathfrak{A}^2 \, d\mathbf{x} = \frac{1}{2} |\mathfrak{A}|^2 \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2 \, d\mathbf{x}.$$

Außerdem ist

$$|J| = \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \frac{\partial \mathfrak{A}}{\partial t} \, d\mathbf{x} = \frac{\partial |\mathfrak{A}|}{\partial t} \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x) \, d\mathbf{x}.$$

Die Differentialgleichung der Schwingung ist dann:

$$\begin{aligned} |J|^2 \int_0^1 \mathfrak{H}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x} + \frac{\partial}{\partial t} \cdot \frac{1}{2} |J|^2 \int_0^1 \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x} \\ + \frac{\partial}{\partial t} \cdot \frac{1}{2} |\mathfrak{A}|^2 \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2 \, d\mathbf{x} = 0, \end{aligned}$$

oder:

$$\begin{aligned} \frac{\partial |J|}{\partial t} \cdot \int_0^1 \mathfrak{H}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x} + \frac{\partial^2 |J|}{\partial t^2} \int_0^1 \mathfrak{L}^{(1)} f(x)^2 \, d\mathbf{x} \\ + \frac{|J|}{\int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x) \, d\mathbf{x}} \cdot \frac{\int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2 \, d\mathbf{x}}{\left( \int_0^1 \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x) \, d\mathbf{x} \right)^2} = 0. \end{aligned}$$

Das kann man auf dieselbe Form bringen

$$\Re \frac{\partial |J|}{\partial t} + \Im \frac{\partial^2 |J|}{\partial t^2} + \frac{|J|}{\mathfrak{C}} = 0,$$

wie sie die Eigenschwingungen eines Kondensatorkreises haben, wenn man setzt:

$$\begin{aligned} R &= \int_0^1 \Re^{(1)} f(x)^2 dx \\ \Im &= \int_0^1 \Im^{(1)} f(x)^2 dx \\ \mathfrak{C} &= \int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2 dx \cdot \left\{ \frac{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x) dx}{\int \mathfrak{C}^{(1)} \varphi(x)^2 dx} \right\}^2. \end{aligned}$$

Das Gesagte gilt für Oszillatoren ohne eingeschaltete Kondensatoren, läßt sich aber auf solche mit eingeschalteten Kondensatoren leicht übertragen. — Bezüglich der experimentellen Bestimmung von  $\Im$  und  $\mathfrak{C}$  vgl. z. B. E. Nesper, Jahrb. **1**, 354. 1908.

<sup>30)</sup> A. Blondel, Assoc. franç. pour l'avancement des sciences. Congrès d'Angers 1903.

<sup>31)</sup> Ausführlichere Darstellung in EMS, S. 400 ff.

<sup>32)</sup> Neuere Arbeiten über den Gleichstrom-Selbstinduktionskoeffizienten von Spulen: B. Strasser, Ann. Phys. **17**, 763. 1905. E. Rosa, Bullet. Bureau of Standards **2**, 161. 1906. J. G. Coffin, Phys. Review **22**, 193 u. 365. 1906. A. Russell, Phil. Mag. (6) **13**, 542. 1907. — Eine besonders sorgfältige Zusammenstellung bei E. B. Rosa (Bullet.) Bureau of Standards **5**, 1 ff. 1908. — Zusammenstellung über Spulen mit veränderlicher Selbstinduktion: E. Nesper, Jahrb. Bd. **2**, 1909 (noch im Druck).

<sup>33)</sup> Mitteilung von Herrn M. Wien. Vgl. besonders auch A. Esau, Diss. Danzig 1908.

<sup>34)</sup> Neuere Arbeit über den effektiven Widerstand von Drähten bei sinusförmigen ungedämpften und gedämpften, nicht sinusförmigen, bei zwei gleichzeitig vorhandenen Schwingungen: Brylinski, Bulletin de la soc. intern. des électriciens (2) **6**, 255. 1906.

<sup>35)</sup> Rheostat für schnelle Schwingungen aus Drähten von geringem Querschnitt und Leitvermögen: C. Tissot, Bulletin de la soc. intern. des électriciens (2) **6**, 340. 1906.

<sup>36)</sup> Neuere Arbeiten über den effektiven Widerstand von Spulen: Th. P. Black, Diss. Straßburg 1905, Ann. Phys. **19**, 157. 1906. A. Sommerfeld, Ann. Phys. **24**, 609. 1907. (A. Battelli und L. Magri bezw. A. Battelli allein: Phys. Zeitschr. **8**, 296; **8**, 530. 533; **8**, 809. 1907; nach A. Sommerfeld, Phys. Zeitschr. **8**, 805. 1907, jedenfalls zum Teil unrichtig.) A. Esau<sup>33)</sup>; dort reichliche Literaturangaben.

<sup>37)</sup> Zusammenstellung bei S. M. Kintner, Proc. Amer. Inst. Electr. Engin. **24**, 523. 1905. J. A. Fleming<sup>9)</sup>, 115 ff. 152 ff. Schlagweite bei sehr großen Spannungen (bis 246 000 Volt): M. Toepler, Ann. Phys. **22**, 119 ff. 1907. — Ueber prinzipielle Punkte bei der Schlagweitenmessung M. Toepler, Ann. Phys. **19**, 191. 1906.

<sup>38)</sup> Vgl. J. Algermissen, Diss. Straßburg 1906. Ann. Phys. **19**, 1016. 1906.

<sup>39)</sup> G. W. Pierce, Phys. Zeitschr. **5**, 426. 1905.

<sup>40)</sup> A. Espinosa de los Monteros, Jahrb. **1**, 323. 1908.

<sup>41)</sup> Neuere Arbeiten über Bolometer: C. Tissot, Etude de la Résonance des systèmes d'antennes S. 20 ff., Paris 1906 (Auszug aus Ann. Chim. Phys. [8] **7**. 1906). K. E. F. Schmidt, Phys. Zeitschr. **8**, 601. 1907. Béla Gáti, Electrician **58**, 983. 1907. Jahrb. **2**, 109. 1908: Kompensationsschaltung.

<sup>42)</sup> H. Brandes, Phys. Zeitschr. **6**, 503. 1905. Eine etwas andere Anordnung W. Voege, ETZ **1906**. 467.

<sup>43)</sup> W. Duddell, Phil. Mag. (6) **8**, 91. 1904. Electrician **55**, 260. 1905.

<sup>44)</sup> A. Espinosa de los Monteros, Jahrb. **1**, 327. 1908.

<sup>45)</sup> Ausführlichere Darstellung in EMS 577 ff.

<sup>46)</sup> D. h. es ist:

$$\begin{aligned} E_{i1} &= -L_{12} \frac{dJ_2}{dt}; & E_{i2} &= -L_{21} \frac{dJ_1}{dt} \\ E_{g1} &= \Re J_2; & E_{g2} &= \Re J_1. \end{aligned}$$

Die Differentialgleichungen für zwei Systeme mit quasistationärem Strom bei magnetischer Koppelung sind

$$\left. \begin{aligned} \frac{J_1}{\mathfrak{C}_1} + \Re_1 \frac{dJ_1}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{d^2 J_1}{dt^2} + L_{12} \frac{d^2 J_2}{dt^2} &= 0 \\ \frac{J_2}{\mathfrak{C}_2} + \Re_2 \frac{dJ_2}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{d^2 J_2}{dt^2} + L_{21} \frac{d^2 J_1}{dt^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (1)$$

Bei reiner galvanischer Koppelung

$$\left. \begin{aligned} \frac{J_1}{\mathfrak{C}_1} + \Re_1 \frac{dJ_1}{dt} + \Re \frac{dJ_2}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{d^2 J_1}{dt^2} &= 0 \\ \frac{J_2}{\mathfrak{C}_2} + \Re_2 \frac{dJ_2}{dt} + \Re \frac{dJ_1}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{d^2 J_2}{dt^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2)$$

( $\Re_1$  bzw.  $\Re_2$  gesamter Widerstand von Primär- bzw. Sekundärkreis,  $\Re$  = gemeinsamer Widerstand der beiden Systeme).

Bei reiner elektrischer Koppelung

$$\left. \begin{aligned} \frac{J_1}{\mathfrak{C}_1} + \frac{J_2}{\mathfrak{C}} + \Re_1 \frac{dJ_1}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{d^2 J_1}{dt^2} &= 0 \\ \frac{J_2}{\mathfrak{C}_2} + \frac{J_1}{\mathfrak{C}} + \Re_2 \frac{dJ_2}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{d^2 J_2}{dt^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3)$$

( $\mathfrak{C}_1$  bzw.  $\mathfrak{C}_2$  = gesamte wirksame Kapazität von Primär- bzw. Sekundärkreis,  $\mathfrak{C}$  = Kapazität des gemeinsamen Kondensators). —

Bei nicht quasistationärem Strom in einem der beiden Systeme, z. B. dem Sekundärsystem, ergibt die Energiegleichung für den Fall magnetischer Koppelung das folgende.

Es sei angenommen, daß längs der Koppelungsstelle ( $x = k$ ) die Stromamplitude auch im Sekundärsystem als konstant betrachtet werden darf. Es bezeichne  $L_{12}$  bzw.  $L_{21}$  die Werte der wechselseitigen Induktionskoeffizienten für den Fall quasistationären Stroms in beiden Systemen und es sei

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{L}_{12} &= L_{12} \cdot f(k) \\ \mathfrak{L}_{21} &= L_{21} \cdot f(k) \end{aligned} \right\} \text{(vgl. Anm. 29),}$$

dann ist die Energie, die pro Sekunde vom Sekundärsystem auf das primäre übertragen wird,

$$= \mathfrak{L}_{12} \cdot J_1 \frac{d|J_2|}{dt},$$

die Energie, die vom primären auf das Sekundärsystem pro Sekunde übertragen wird,

$$= \mathfrak{L}_{21} \cdot |J_2| \frac{dJ_1}{dt}.$$

Die Differentialgleichungen werden dann:

$$\frac{J_1}{\mathfrak{C}_1} + \mathfrak{R}_1 \frac{dJ_1}{dt} + \mathfrak{L}_1 \frac{d^2 J_1}{dt^2} + \mathfrak{L}_{12} \frac{d^2 |J_2|}{dt^2} = 0$$

$$\frac{|J_2|}{\mathfrak{C}_2} + \mathfrak{R}_2 \frac{d|J_2|}{dt} + \mathfrak{L}_2 \frac{d^2 |J_2|}{dt^2} + \mathfrak{L}_{21} \frac{dJ_1}{dt} = 0$$

(Bedeutung von  $\mathfrak{C}_2$ ,  $\mathfrak{R}_2$ ,  $\mathfrak{L}_2$  s. Anm. 29), also genau wie bei der magnetischen Koppelung quasistationärer Systeme. (Gl. 1.) —

Kommen in beiden Systemen je zwei Schwingungen zu stande [55], so muß strenggenommen darauf Rücksicht genommen werden, daß Strom- und Spannungsverteilung [ $f(x)$  bzw.  $\varphi(x)$ ] und demnach auch die Werte von  $\mathfrak{R}$ ,  $\mathfrak{L}$ ,  $\mathfrak{C}$  für beide Schwingungen verschieden sind (A. Slaby). Eine Theorie, die dies berücksichtigt, liegt meines Wissens bis jetzt nicht vor; es ist indes nicht wahrscheinlich, daß ihre Resultate sich von den bisherigen viel unterscheiden.

<sup>47)</sup> Die richtige Auffassung der direkten Schaltung rührt wohl von J. v. Geitler (Wien. Ber. **104** II, 169 ff. 1895, Wied. Ann. **55**, 513. 1895) her.

<sup>47a)</sup> V. Bjerknes, Wied. Ann. **44**, 74. 1891. **55**, 121. 1895.

<sup>48)</sup> M. Wien, Jahrb. **1**, 462. 1908, Ann. Phys. **25**, 625. 1908.

<sup>48a)</sup> P. Drude, Ann. Phys. **13**, 512 ff. 1904. — Sehr hübsche Aufnahmen von Schwingungskurven bei gekoppelten Systemen hat H. Diesselhorst (Ber. d. deutschen phys. Ges. **5**, 320. 1907. **6**, 306. 1908. ETZ **1908**, 703) veröffentlicht.

<sup>49)</sup> Das folgende gilt nur unter den folgenden Anfangsbedingungen: für  $t = 0$

$$\mathfrak{A}_1 = \mathfrak{A}_{10}, J_1 = 0; \mathfrak{A}_2 = 0; J_2 = 0.$$

Bei anderen Anfangsbedingungen kann unter Umständen überhaupt nur eine Schwingung auftreten. (A. Slaby, ETZ **1904**, 1086, M. Wien ETZ **1906**, S. 837.)

<sup>50)</sup> P. Drude <sup>48a)</sup>, 544 ff.

<sup>51)</sup> M. Wien, Jahrb. **1**, 469. 1908, Ann. Phys. **25**, 625. 1908.

<sup>52)</sup> A. Espinosa de los Monteros, Jahrb. **1**, 480. 1908. — Über die Verwendung der Quecksilberlampe vgl. Br. Glatzel<sup>57)</sup>.

<sup>53)</sup> G. Glage, Experimentelle Untersuchungen am Resonanzinduktor. Diss. Straßburg 1907. Zur Theorie vgl. G. Seibt, ETZ **1904**, 276. G. Benischke, ETZ vom 10. Jan. 1907, J. Bethenod, Jahrb. **1**, 534. 1908.

<sup>54)</sup> Ausführlicheres in EMS, Kap. XIII u. XIV.

<sup>55)</sup> W. H. Eccles, Electrician **60**, 589. 1908. — Zusammenstellung über die verschiedenen Kondensatorkonstruktionen bei E. Nesper, Jahrb. **2**, 92. 1908.

<sup>55a)</sup> Vgl. z. B. die betreffenden Paragraphen in F. Kohlrausch, Lehrbuch der praktischen Physik.

<sup>56)</sup> Vergleichende Versuche über verschiedene Methoden, H. Diesselhorst, Jahrb. **1**, 263. 1908.

<sup>57)</sup> Vgl. z. B. EMS, S. 711.

<sup>58)</sup> Für ein Rechteck mit den Seiten  $a$  und  $b$  und dem Drahtradius  $r$  ist, wenn die Strömung merklich auf die Oberfläche beschränkt ist:



$$\gamma = 4 \left\{ a \log n \cdot \frac{2ab}{r(a + \sqrt{a^2 + b^2})} + b \log n \cdot \frac{2ab}{r(b + \sqrt{a^2 + b^2})} + 2(\sqrt{a^2 + b^2} - a - b) \right\} \text{ C. G. S.}$$

<sup>59)</sup> Ausführliche Zusammenstellung in dem Buche von E. Nesper, „Die Frequenzmesser und Dämpfungsmesser der Strahlentelegraphie“, Leipzig 1907.

<sup>60)</sup> Näheres darüber bei E. Nesper, Jahrb. **1**, 112. 1907.

<sup>60a)</sup> Die erste Anordnung dieser Art ist wohl von G. Eichhorn angegeben. D.R.P. Nr. 157 056.

<sup>61)</sup> J. A. Fleming, Electrician **58**, 495 ff., 536 ff. 1907.

<sup>62)</sup> H. Brandes, Ann. Phys. **22**, 645. 1907. — Graphische Methode bei F. Eger, Diss. Greifswald 1908.

<sup>63)</sup> M. Wien<sup>51)</sup>, Rausch von Traubenberg und B. Monasch (Phys. Zeitschr. **8**, 925. 1907. **9**, 251. 1908) haben vorgeschlagen, die ungedämpften Schwingungen des Poulsengenerators zur Messung des Dekrements zu verwenden. Aus ihrer Arbeit geht indes nicht hervor, zu welcher Genauigkeit man trotz des Schwankens der Frequenz gelangen kann. — Über Messungen mit ungedämpften Schwingungen vgl. auch C. Fischer, Ann. Phys. **28**, 57. 1908.

<sup>64)</sup> Im folgenden sind nicht berücksichtigt die komplizierten Resonanzkurven, die man, zumal bei mehreren Schwingungen, bekommen kann, wenn Amplitude, Frequenz und Dämpfung der Schwingungen fortgesetzt schwankt.

<sup>65)</sup> Vgl. G. Jonas, Diss. Straßburg 1907.

<sup>66)</sup> M. Wien<sup>48)</sup>, Phys. Zeitschr. **9**, 537. 1908. B. Macku, Phys. Zeitschr. **9**, 437, 646. 1903 und Jahrb. **2**, 1909 (noch im Druck).

<sup>67)</sup> M. Wien, Phys. Zeitschr. **8**, 764. 1907: bei  $b_1 = 0,11$ ,  $b_2 = 0,015$ ,  $K = 0,014$  wird der Fehler 30%.

<sup>68)</sup> G. W. Pierce<sup>39)</sup>.

<sup>69)</sup> W. Eickhoff, Phys. Zeitschr. **8**, 923. 1907.

<sup>70)</sup> W. Eickhoff, Phys. Zeitschr. **8**, 564. 1907.

<sup>71)</sup> Daß der unsymmetrische Verlauf der Resonanzkurve mit dem Sprühen der Kondensatoren zusammenhängt, ist wohl zuerst von A. Jollos (Diss. Straßburg 1907) festgestellt worden.

<sup>72)</sup> E. Lecher, Phys. Zeitschr. **4**, 35. 1903.

<sup>73)</sup> Vgl. zum folgenden: C. Fischer<sup>8)</sup>. M. Wien, Phys. Zeitschr. **7**, 871. 1906. **8**, 10 ff. 1907. ETZ **1906**, 839.

<sup>74)</sup> Diese Methode ist auf meine Veranlassung von C. Fischer, Ann. Phys. **19**, 182. 1906 ausgearbeitet worden.

<sup>75)</sup> M. Wien<sup>73)</sup> und Ann. Phys. **25**, 7. 1908.

<sup>76)</sup> R. A. Fessenden, ETZ **1906**, 690.

<sup>77)</sup> O. Lodge und A. Muirhead, Electrician **51**, 1036. 1903, vgl. auch Electrician **62**, 170. 1908.

<sup>78)</sup> Näheres über die Stationen der Gesellschaft für drahtl. Telegr. bei Siewert, ETZ **1906**, 965 und K. Solff, ETZ **1906**, S. 875 ff.

<sup>79)</sup> Ein solches Netz scheint auch die Anordnung zu sein, der Fessenden den Namen „wave chute“ gegeben hat (Abbildung bei J. Erskine-Murray S. 173).

<sup>80)</sup> Vgl. W. Burstyn, ETZ **1906**, 1117.

<sup>81)</sup> C. Tissot<sup>41)</sup>, S. 139 und 148 ff. findet, daß das Dekrement derselben Antenne an Land stets größer ist als an Bord und daß es an Land abhängt von

der Art der Erdverbindung: größere Erdplatte und Regen bedingen eine Verringerung des Dekrements.

<sup>82)</sup> Auch R. Fessenden (J. Erskine-Murray<sup>9)</sup> S. 169) verwendet jedenfalls teilweise den Mast (dicke Metallröhre) gleichzeitig als Luftleiter.

<sup>83)</sup> J. A. Fleming<sup>9)</sup>, S. 579.

<sup>84)</sup> F. Braun, D. R. P. Nr. 109378. Electrician **52**, 19. 1904. Phys. Zeitschr. **5**, 193. 1904.

<sup>85)</sup> Vgl. z. B. C. C. F. Monckton, El. **56**, 514. 1906.

<sup>86)</sup> Electrician **55**, 927. 1905. — Eine zusammenfassende Darstellung der in d. drahtl. Telegr. gebrauchten Kondensatoren bei E. Nesper<sup>85)</sup>.

<sup>87)</sup> R. Rendahl, Physik. Zeitschr. **9**, 203. 1908. Br. Glatzel, Ber. d. deutsch. physik. Ges. **6**, 54. 1908 und Jahrb. **2**, 65. 1908: systematische Untersuchung der Eigenschaften der Quecksilberlampe für die Schwingungserzeugung. A. Espinosa de los Monteros<sup>82)</sup>.

<sup>88)</sup> R. Rendahl<sup>87)</sup> gibt als Wirkungsgrad 80% an.

<sup>88a)</sup> W. H. Eccles (Electrician **60**, 546. 1908) gibt an, daß er mit 2000 bis 3000 Volt bei Wechselstrom nicht annähernd so gute Resultate bekommen habe wie mit 1000 Volt bei Gleichstrom. Andererseits hat die Gesellschaft f. drahtl. Telegr. mit Wechselstrombetrieb vorzügliche Erfahrungen gemacht.

<sup>89)</sup> El. Thomson, amerik. Pat. v. 18. Juli 1892 (zit. El. Review **60**, 328. 1907). Die ersten Versuche von Fessenden sind nach seiner Angabe aus dem Jahre 1899. Systematische Untersuchung über die Anordnung von Fessenden bei L. W. Austin, El. **59**, 634. 1907.

<sup>90)</sup> J. Erskine-Murray<sup>9)</sup>, S. 188. W. H. Eccles, Electrician **60**, 545. 1908. Daß S. G. Brown bei der angegebenen Spannung von 220 Volt tatsächlich gedämpfte Schwingungen erhält, ist eine Vermutung von mir. Daß man bei entsprechender Wahl von Spannung und Speisestrom mit dieser Anordnung auch wirklich ungedämpfte Schwingungen erhalten kann, ist sehr wahrscheinlich.

<sup>91)</sup> Electrician **60**, 546. 1908. Rotierende Elektroden, durch die gleichzeitig eine möglichst intensive Luftkühlung erreicht werden soll, schlägt Massie (Jahrb. **2**, 134. 1908) vor, rotierende Elektroden, die aus rasch rotierenden Metallbändern bestehen, E. Ruhmer (Electrician **62**, 128. 1908).

<sup>92)</sup> J. Wertheim-Salomonson, Electrician **52**, 126. 1904. Eclairage électr. **38**, 144. 1904.  $N = 400000/\text{sec}$ .

<sup>93)</sup> Über Erzeugung von ungedämpften Schwingungen durch eine Hauptstrommaschine mit parallel geschaltetem Kondensator vgl. F. Fitzgerald (Eclair. él. **18**, 386. 1892), O. M. Corbino (Phys. Ztschr. **8**, 924. 1907. **9**, 195, 704. 1908. Electrician **61**, 56. 1908). R. Rüdénberg (Phys. Ztschr. **8**, 668. 1907. **9**, 556. 1908). H. Barkhausen, Das Problem der Schwingungserzeugung. Diss. Göttingen 1907, S. 37.

Ob es möglich sein wird, auf diesem Wege in praktisch brauchbarer Weise ungedämpfte Schwingungen für die Zwecke der drahtlosen Telegraphie herzustellen, lassen die bisherigen Versuche nicht erkennen.

<sup>94)</sup> V. Poulsen: Das deutsche Patent ist vom 12. Juli 1903 ab datiert. Näheres über die ursprüngliche Anordnung von Poulsen: Transact. Internat. Electr. Congress St. Louis **2**, 963. 1904/05. ETZ **27**, 1040. 1906. **27**, 1075. 1906. Nach ETZ **1908**, 1084 hat N. Tesla schon im Jahr 1894 verwendet: Gleichstromspeisung des Kondensatorkreises, magnetisches Gebläse, Einführung von

Gasen in die Funkenstrecke bzw. den Lichtbogen. — Ueber die Leistung neuerer Poulsengeneratoren vgl. H. Rausch von Traubenberg, *Jahrb.* **1**, 307. 1908.

<sup>95)</sup> Näheres darüber in der Broschüre der Gesellsch. f. drahtl. Telegr. über die Normalstation für Radiotelephonie. C. Schapira, Ueber den Wirkungsgrad der Hochfrequenzlampe mit unterteilten Lichtbogen. Diss. Charlottenburg 1908 u. *Jahrb. d. drahtl. Telegr.* **2**, 54 ff. 1908.

<sup>96)</sup> Angaben über Poulsenstationen:

a) Lyngby u. Cullercoats, *Jahrb.* **1**, 154 ff. 1907. *Electrician* **60**, 355 ff. 1907.

b) Knockroe, *Jahrb.* **1**, 430. 1908. *ETZ* **1908**, 15.

Die verschiedensten Vorschläge zur Verbesserung des Poulsengenerators in *Jahrb.* **2**, 1908—09 (noch im Druck).

<sup>97)</sup> Nach der Angabe von C. Lorenz AG. rührt diese Schaltung von W. Hahne-  
mann u. O. Scheller her.

<sup>98)</sup> *Jahrb.* **1**, 290. 1907. C. Schapira<sup>95)</sup> S. 11. — Andere Anordnungen  
im *Jahrb.* **2**, 141. 1908.

<sup>99)</sup> Anordnungen von Poulsen, *Electrician* **60**, 547. 1908.

<sup>100)</sup> Vgl. C. Schapira<sup>95)</sup> S. 29 ff.

<sup>101)</sup> Anordnungen von Pedersen, *Electrician* **60**, 547. 1908.

<sup>102)</sup> *Electrician* **60**, 546. 1908; **60**, 883. 1908. — J. Erskine-Murray,  
*Electrician* **61**, 301. 1908. — Eine andere von der Lichtbogenmethode verschiedene  
Anordnung schlägt R. C. Gallati (*Electrician* **61**, 737. **62**, 128. 1908) vor.

<sup>103)</sup> Zusammenfassende Darstellung: E. Ruhmer, *Drahtl. Telephonie* (Ber-  
lin 1907). — W. H. Eccles, *Electrician* **62**, 212 ff. 1908. G. Eichhorn, *Techn.*  
*Mitteilungen*, Heft 25, Zürich 1908.

<sup>104)</sup> R. A. Fessenden, *Electrician* **59**, 985 ff. 1907. *El. Review* **60**, 251 ff.,  
329 ff., 368 ff. 1907. Darin auch viele historische Angaben. Ferner *Electrician* **61**,  
441, 787, 828, 867. 1908.

<sup>105)</sup> *Jahrb.* **1**, 420 ff. 1908. Neuere Vorschläge von Poulsen bzw. der  
Amalgamated Radiot. Co. in *Jahrb.* **2**, 1908—09 (noch im Druck). — Anord-  
nungen, bei denen der Lichtbogen des Erregerkreises durch Mikrophonströme  
beeinflusst wird, in *Jahrb.* **2**, 138. 1908.

<sup>105a)</sup> R. A. Fessenden, *Electrician* **61**, 441 ff. 1908.

<sup>106)</sup> Mit diesen Vorgängen haben sich in den letzten Jahren eine große  
Reihe von Arbeiten beschäftigt, von denen die hauptsächlichsten die folgen-  
den sind:

a) O. M. Corbino Atti. Assoc. Elettrotecnica Ital. Okt. 1908. (Angabe  
in *Phys. Ztschr.* **9**, 197. 1908.)

b) A. Blondel, *Ecl. El.* **44**, 41 ff., 81 ff. 1905. Von ihm rührt im wesent-  
lichen die Unterscheidung der verschiedenen Schwingungsarten her.

c) H. Barkhausen, *Jahrb. f. drahtl. Tel.* **1**, 234 ff. 1907.

d) H. Th. Simon: mehrere Arbeiten, zum Teil mit M. Reich. Die Ar-  
beiten sind zitiert in der zusammenfassenden Arbeit von H. Th. Simon, *Jahrb.*  
**1**, 16. 1907.

e) W. Duddell, *Electrician* **46**, 268, 310. 1900.

f) G. Granqvist, *Nov. Act. Reg. Soc. Scient. Upsaliensis* (4) **1**, Nr. 5.

g) E. Riecke, *Göttinger Nachr. Math.-phys. Kl.* **1907**, 253.

h) Für eine orientierende Übersicht ist besonders geeignet H. Bark-  
hausen, *Das Problem der Schwingungserzeugung*. Diss. Göttingen 1907. Darin

ist besonders auch eine Frage ausführlich diskutiert, die im folgenden überhaupt nicht berücksichtigt ist, die Frage: unter welchen Bedingungen die verschiedenen Schwingungsarten stabil sind. — Die folgende Darstellung schließt sich im übrigen eng an diejenige von Barkhausen an.

<sup>107)</sup> Neuere Arbeiten über die statische Charakteristik von Lichtbogen mit den verschiedensten Elektroden und Gasen: W. L. Upson, *Electrician* **59**, 60 ff., 90 ff. 1907. H. Th. Simon, *Phys. Ztschr.* **8**, 471 ff. 1907. C. E. Guye und L. Zébrakoff, *Phys. Ztschr.* **8**, 703. 1907.

<sup>107a)</sup> Über die Anordnungen von E. Ruhmer u. G. Eisenstein vgl. *Jahrb.* **2**, 128, 133. 1908.

<sup>108)</sup> Über die Funktion des mag. Gebläses vgl. H. Rausch von Traubenberg, *ETZ* **28**, 559. 1907. H. Th. Simon <sup>106c)</sup>, S. 65. H. Barkhausen <sup>106b)</sup>, S. 256. — Birkeland (*Jahrb.* **2**, 137. 1908) schlägt radiales Magnetfeld zur Erzeugung eines rotierenden Lichtbogens vor.

<sup>109)</sup> A. Blondel (*Compt. rend. Assoc. franç. Avancement des sciences. Congrès de Nantes 1898*, S. 212 ff.) hat schon im Jahre 1898 zum Teil im Anschluß an eine Bemerkung von Poincaré klar ausgesprochen, daß man bei einem geerdeten Sender die Wirkung der Erde ersetzen kann durch die Wirkung des Spiegelbilds, daß also ein geerdeter Sender als die eine Hälfte eines linearen Oszillators von Hertz aufgefaßt werden kann. — Zur Theorie der Ausbreitung ebener Wellen über einen gut leitenden Boden vgl. K. Uller, *Diss. Rostock* 1903.

<sup>110)</sup> Sehr instruktiv ist ein Vergleich der beiden extremen Fälle, einerseits des linearen Senders (Fig. 26—29), anderseits Dipol mit gleichförmiger Stromamplitude, z. B. *EMS* Fig. 613—621.

<sup>111)</sup> Diese Auffassung ist wohl zuerst von A. Blondel <sup>109)</sup> und von E. Lecher (*Phys. Ztschr.* **3**, 273. 1901/02) vertreten worden. Vgl. auch K. Uller, *Die Mitwirkung der Erde und die Bedeutung der Erdung in der drahtlosen Telegraphie*, *Jahrb.* **2**, 8. 1908.

<sup>112)</sup> J. Zenneck, *Ann. Phys.* **23**, 846—866. 1907. Dabei ist die Annahme gemacht, daß auch in diesem Falle die Wellen längs der Erdoberfläche hingleiten. Nach neueren Untersuchungen von A. Sommerfeld ist diese Annahme wohl in den meisten praktisch vorkommenden Fällen berechtigt. — Daß überall ebene Wellen vorausgesetzt wurden, beschränkt die Gültigkeit der Resultate von vornherein auf sehr große Entfernung vom Sender.

<sup>113)</sup> W. Duddell u. J. E. Taylor, *Electrician* **55**, 260. 1905. C. Tissot, *Electrician* **56**, 848. 1906.

<sup>114)</sup> Viele sind zusammengestellt bei J. A. Fleming <sup>9)</sup>, S. 598 ff.

<sup>115)</sup> H. B. Jackson, *Proc. Royal Soc.* **70**, 254 ff. 1902.

<sup>116)</sup> F. Hack, *Ann. Phys.* **27**, 43. 1908. — Die Annahmen sind dieselben wie in <sup>112)</sup>.

<sup>117)</sup> *Electrician* **55**, 409. 1905.

<sup>118)</sup> Wildmann (vgl. Erskine-Murray <sup>9)</sup>, S. 226) hat über ein Jahr systematische Versuche darüber mit zwei Stationen gemacht.

<sup>119)</sup> G. Marconi, *Electrician* **49**, 521. 1902. **54**, 824. 1905. — Zur Erklärung vgl. J. Joly, *Nature* **66**, 199. 1902. O. Lodge, *Nature* **66**, 222. 1902. R. Fessenden, *Electrician* **59**, 604. 1907. *El. Review* **58**, 744. 1906. Nach H. J. Round, *Electrician* **56**, 714. 1906, soll die Erscheinung bei kürzeren Wellen viel stärker sein als bei langen.

<sup>120)</sup> J. Zenneck <sup>112)</sup>, S. 862.

<sup>121)</sup> Darauf, daß diese oberen Schichten eine wesentliche Rolle für die Fortleitung der Wellen spielen könnten, hat wohl zuerst A. Blondel <sup>120)</sup> hingewiesen. Seitdem ist diese Ansicht vielfach vertreten worden (vgl. z. B. J. Erskine-Murray <sup>9)</sup>, S. 230 ff.). — Diese Ansicht setzt ein sehr gutes Leistvermögen der oberen Atmosphärenschichten voraus. Durch den Hinweis auf die Verhältnisse in Geißleröhren oder bei dem elektrodenlosen Ringstrom von Elihu Thomson jene Annahme zu stützen, ist unberechtigt: in diesen beiden Fällen handelt es sich um die Ionisation des Gases durch ein sehr starkes elektrisches Feld, wie es bei der drahtlosen Telegraphie in den oberen Atmosphärenschichten nicht vorhanden ist.

<sup>122)</sup> Versuche im physik. Inst. Braunschweig 1907.

<sup>122a)</sup> Versuche von H. Mosler 1908. — Privatmitteilung von Herrn Dr. Mosler.

<sup>123)</sup> G. Marconi <sup>119)</sup>. — Auf der anderen Seite sind Beobachtungen gemacht worden, die einen Einfluß des Tageslichts für ganz kleine Entfernung zu liefern scheinen. Es liegt dabei allerdings die Vermutung nahe, daß es sich dabei doch um irgend eine sekundäre Erscheinung handelt.

<sup>124)</sup> K. Solff, ETZ 1906, 896.

<sup>125)</sup> Zusammenfassende Darstellung bei J. A. Fleming <sup>9)</sup>, S. 403 ff. J. Erskine-Murray <sup>9)</sup>, Kap. 4—7. S. Sachs, Jahrb. 1, X, 130, 279, 434, 584. 1908.

<sup>126)</sup> C. Tissot, Electrician 56, 848. 1906. Industrie électrique 14, 161. 1906. Journal de Physique 6, 279. 1907.

<sup>127)</sup> G. Marconi, Proc. Royal Soc. 77, 413. 1906. Electrician 57, 100. 1906.

<sup>128)</sup> Zusammenfassendes, abgesehen von <sup>125)</sup>, bei W. H. Eccles, Electrician 60, 587. 1908 und bei C. Tissot (Jahrb. 2, 115. 1908). Nach Tissot bilden die verschiedensten Arten von Schwefelkupfer, Mangansuperoxyd, Selen, Tellur in Verbindung mit irgend einem Metall einen Thermodetektor. Er macht es wahrscheinlich, daß in allen diesen Fällen wirklich thermoelektrische Kräfte das Ausschlaggebende sind, während dies bei manchen Kombinationen nach L. W. Austin (Phys. Ztschr. 9, 253. 1908) und E. Branly (Compt. rend. 147, 124. 1908) zweifelhaft ist. Angaben über einzelne Thermodetektoren bei L. W. Austin, Phys. Ztschr. 8, 600. 1907; 9, 253. 1908; über den von V. Poulsen gebrauchten vgl. Jahrb. 1, 154. 1907. In neuester Zeit scheinen Thermodetektoren mit einer rotierenden Elektrode in Aufnahme gekommen zu sein. Über denjenigen von L. W. Austin und denjenigen der Gesellschaft für drahtl. Telegr. vgl. Electrician 62, 211. 1908 und Jahrb. 2, 144. 1908.

<sup>129)</sup> Referate über verschiedene magnetische Wellenanzeiger außer in <sup>125)</sup> bei L. H. Walter, Electrician 55, 83. 1905. Zur Erklärung ihrer Wirkung vgl. L. H. Walter l. c., E. Madelung, Ann. Phys. 17, 861. 1905, W. H. Eccles, Electrician 57, 742. 1906. J. Russel, Proc. Royal Soc. Edinburgh 20. Nov. 1905. — Der erste mag. Detektor ist wohl von E. Wilson, Electrician 51, 330. 1897, angegeben worden.

<sup>130)</sup> G. Marconi, Electrician 54, 825. 1905.

<sup>131)</sup> R. Arnò, Electrician 55, 469. 1905. ETZ 1904, 480. J. A. Ewing u. L. H. Walter, Proc. Royal Soc. 73, 120. 1904. L. H. Walter, Proc. Royal Soc. 77, 538 ff. 1906. W. Peuckert, ETZ 1904, 992.

Zenneck, Drahtlose Telegraphie.

24

<sup>132)</sup> Referate über eine große Reihe von Arbeiten, die sich mit der Wirkungsweise des Koharers beschäftigen, in <sup>125)</sup> und außerdem bei P. Weiß, *Journal de Phys.* (4) **5**, 462. 1906. A. Blanc, *Journal de Phys.* (4) **4**, 743. 1905.

<sup>133)</sup> Deutsche Patentmeldung von A. Koepsel aus dem Jahre 1902. — O. Lodge u. A. Muirhead, *Electrician* **50**, 930. 1903.

<sup>134)</sup> W. Preece, *ETZ* **1904**, 992.

<sup>135)</sup> L. H. Walter, *Jahrb.* **2**, 120. 1908. *Electrician* **61**, 683. 1908.

<sup>136)</sup> Vgl. dazu C. Tissot, *Electrician* **60**, 25. 1907. *Compt. rend.* **145**, 226. 1907. — Weitere Arbeiten über die Wirkungsweise des elektrolytischen Detektors zitiert bei J. S. Sachs, *Jahrb.* **1**, 584 ff. 1908.

<sup>137)</sup> R. Fessenden, *ETZ* **1905**, 950.

<sup>138)</sup> Referat über die verschiedensten Wellenanzeiger mit verdünnten Gasen bei C. Tissot, *Electrician* **58**, 729. 1907; *ETZ* **1908**, 172.

<sup>139)</sup> J. A. Fleming, *Proc. Royal. Soc.* **74**, 476. 1905; *Electrician* **55**, 303. 1905. — Über die Beziehung des „Audion“ von de Forest zu der „oscillation valve“ von Fleming vgl. *Electrician* **61**, 804, 843, 1006. 1908. Besondere Schaltungen für derartige Wellenanzeiger von G. Marconi und L. de Forest in *Electrician* **62**, 211. 1908. — Eine Anordnung des Audion mit Tantalfaden in *ETZ* **1908**, 127.

<sup>140)</sup> A. Wehnelt, *Ann. Phys.* **19**, 153. 1906. Daß diese Zelle für technische Wechselströme eine Ventilwirkung besitzt, hat Wehnelt schon früher (*Phys. Ztschr.* **5**, 680. 1908) nachgewiesen. — Schaltung der Ges. für drahtlose Telegraphie für die Wehnelttröhre in *Jahrb.* **1**, 451. 1908.

<sup>141)</sup> H. Brandes, *ETZ* **1906**, S. 1015.

<sup>142)</sup> F. Braun, *ETZ* **1906**, 1199; *Electrician* **58**, 569. 1907. — Dunwoody, Patent von 1906 (zit. bei J. S. Sachs, *Jahrb.* **1**, 588. 1908). *El. World* **48**, 370. 1906. *ETZ* **1906**, 886. Untersuchung von G. W. Pierce über seinen Detektor in *Lum. electr.* **1**, 92. 1908. — Bei manchen dieser Detektoren liegt der Verdacht vor, daß dabei thermoelektrische Kräfte mitwirken. — Vgl. auch die Zusammenstellung *Jahrb.* **2**, 144. 1908.

<sup>143)</sup> Broschüre der Cambridge Scientific Instr. Comp.

<sup>144)</sup> W. H. Eccles, *Electrician* **60**, 588. 1903: Tellur-Bleiglanz, Tellurmolybdenit, Selen-Bleiglanz; Empfindlichkeit wie beim elektrolytischen Wellenanzeiger.

<sup>145)</sup> Vgl. dazu C. Tissot, *Electrician* **58**, 730. 1907; **60**, 25. 1907. J. A. Fleming<sup>o)</sup>, 403. — Eine Anordnung, um die Empfindlichkeit der verschiedenen Detektoren zu vergleichen, bei P. Jégou, *ETZ* **1908**, 720 und *Jahrb.* **2**, 1909 (noch im Druck).

<sup>146)</sup> *Jahrb.* **1**, 154 ff. — R. A. Fessenden gibt an, daß die Wirkung bei seinem liquid barretter  $\propto J_{\text{eff}}^2$  sei.

<sup>147)</sup> Broschüre Nr. 12 der Gesellschaft f. drahtl. Telegr. — Kapillarrelais von Armstrong-Orling, *ETZ* **1906**, S. 385. Ein ähnliches war schon von M. Cantor 1900 konstruiert worden.

<sup>148)</sup> J. Erskine-Murray<sup>o)</sup>, S. 185.

<sup>149)</sup> R. A. Fessenden, *Electrician* **59**, 487. 1907. — In *ETZ* **1908**, 768 schlägt er vor, die aufsteigenden Gasblasen des liquid barretter an einer engen Stelle des Gefäßes den Strom unterbrechen zu lassen. Ein anderer Vorschlag von C. Tissot, *ETZ* **1908**, 1064.

<sup>150)</sup> G. Marconi, Electrician **54**, 825. 1905. ETZ **1905**, 282.

<sup>151)</sup> Folgt unter der Voraussetzung von sehr gut leitendem Boden aus **27**, **28** und daraus, daß die pro Sekunde von der Antenne aufgenommene Energie

$$= \int J E dl_v = E/J dl_v$$

ist. Darin bedeutet  $dl$  ein Linienelement der Antenne,  $dl_v$  seine vertikale Komponente,  $J$  den Strom in demselben,  $E$  die elektrische Feldstärke, die von den Senderwellen herrührt. — R. Rüdenberg (Ann. Phys. **25**, 446. 1908) hat die Energieaufnahme von Antennen für ungedämpfte Schwingungen auf extrem gut leitendem Boden für den Fall, daß der stationäre Zustand eingetreten ist, theoretisch untersucht. Vgl. auch die zusammenfassende Darstellung bei H. Barkhausen, Jahrb. **2**, 40. 1908.

<sup>152)</sup> G. O. Squier, Electrician **54**, 836 f. 1905. **55**, 453. 1905.

<sup>153)</sup> Erskine-Murray<sup>o)</sup>, S. 148 ff. Dort auch Abbildungen ausgeführter Apparate von Lodge-Muirhead.

<sup>154)</sup> Fleming<sup>o)</sup>, S. 595, gibt an, man stimme auf die „longer wave“ ab. Da er diese aber gleichzeitig als „the least damped“ bezeichnet, was sie im allgemeinen nicht ist, so liegt wohl ein Versehen vor.

<sup>155)</sup> M. Wien, Ann. Phys. **8**, 696. 1902. — Versuche von L. Mandelstam u. H. Brandes auf den Straßburger Forts im Sommer 1902.

<sup>156)</sup> R. Fessenden, El. Review **59**, 77 ff. 1906. Electrician **62**, 172. 1908. — Die Verwendung mehrerer Kondensatorkreise im Empfänger zur Erhöhung der Resonanzschärfe ist von J. S. Stone und der Marconi-Gesellschaft vorgeschlagen worden (Electrician **62**, 171. 1908).

<sup>157)</sup> J. Erskine-Murray<sup>o)</sup>, S. 143 ff.

<sup>158)</sup> F. Braun, Rektoratsrede, Straßburg 1905.

<sup>159)</sup> J. Erskine-Murray<sup>o)</sup>, S. 175. R. Fessenden, El. Review **59**, 38. 1906.

<sup>160)</sup> A. Blondel, Compt. rend. **130**, 1383. 1900.

<sup>161)</sup> Anders Bull, Electrician **54**, 142. 1904.

<sup>162)</sup> Electrician **60**, 588 f. 1908. Jahrb. **1**, 144. 1907. ETZ **1906**, S. 1060.

<sup>163)</sup> Jahrb. **1**, 611. 1908.

<sup>164)</sup> Jahrb. **1**, 430. 1908.

<sup>165)</sup> Jahrb. **1**, 157. 1908.

<sup>166)</sup> Jahrb. **1**, 425 ff. 1908.

<sup>167)</sup> Jahrb. **1**, 420 ff. 1908.

<sup>168)</sup> Electrician **59**, 985. 1907. Electr. Review **60**, 251 ff., 329, 368 ff. 1907. — Bericht über die Versuche von de Forest in Electrician **60**, 135. 1907.

<sup>169)</sup> Vgl. Fleming<sup>o)</sup> 518 ff.; Electrician **57**, 220 f. 1906.

<sup>170)</sup> A. Blondel<sup>30)</sup>. J. A. Fleming<sup>o)</sup> S. 522.

<sup>171)</sup> F. Braun, Jahrb. **1**, 1. 1907. Electrician **57**, 222 ff. 244 ff. 1906.

<sup>172)</sup> L. Mandelstam und N. Papalex. Vgl. auch A. Jollos, Diss. Straßburg 1907 u. M. Dieckmann, Diss. Straßburg 1907. Eine andere Methode (Lecher'sche Drähte) zur Erregung der Schwingungen in der Antenne ist von F. Kiebitz (Ann. Phys. **22**, 943. 1907) vorgeschlagen worden.

<sup>173)</sup> Proc. Royal. Soc. **77**, 413. 1906. Electrician **57**, 100. 1906. — Angaben über die transatlantischen Stationen in Clifden u. Glace Bay: Electrician **60**, 883. 1908. — Nach F. Galliot (Electrician **57**, 183. 1906) sollen ähnliche Versuche schon 1900 von Garcia gemacht worden sein. — Ein gerichteter Sender mit

einem vertikalen Teil und einem nur nach einer Seite ausgespannten Erdnetz ist von K. E. F. Schmidt (Phys. Zeitschr. 8, 5. 1908) vorgeschlagen worden.

<sup>173a)</sup> O. Nairz gibt in der Leipziger Illustr. Zeitung vom 5. Nov. 1908 an: „In Glace Bay sind 4 hölzerne Türme von je 90 m Höhe in einer Linie errichtet, denen sich westlich weitere 4 Türme von 58 m Höhe zugesellen. Vom Stationsgebäude aus führen 50 Drähte zunächst nach der Spitze der höheren Türme und von dort aus parallel, leicht nach abwärts geneigt, nach der Spitze der 58-m-Türme.“

<sup>174)</sup> E. Bellini und A. Tosi, Jahrb. 1, 1908. Electrician 60, 748 f. 1908. — Ganz ähnliche Antennen sind schon von A. Artom benützt worden. Zusammenfassende Darstellung seiner Anordnungen in Rendic. Accad. Linc. (5) 15, 692. 1906 und Rivista maritima, Septemberheft 1908.

<sup>175)</sup> J. Zenneck, Phys. Zeitschr. 9, 553 ff. 1908. Jahrb. 2, 1. 1908. — Auf ähnliche Weise erklären sich die gerichteten Sender von K. E. F. Schmidt<sup>173)</sup>, und vermutlich auch die Anordnungen von A. Artom (ETZ 1905, 730). — Eine andere Auffassung ist von K. Uller (Phys. Zeitschr. 8, 193. 1907; Jahrb. 2, 8 ff. 1908) vertreten worden.

<sup>176)</sup> Ich glaube das einer Mitteilung der Marconi-Gesellschaft entnehmen zu müssen. — Ferner scheint nach Privatmitteilungen bei Versuchen in der russischen Marine dieselbe Erfahrung gemacht worden zu sein.

<sup>177)</sup> Vgl. J. A. Fleming<sup>o)</sup> S. 518 ff., 631 ff. G. W. Pickard, Electrician 59, 564. 1907.

<sup>178)</sup> J. Zenneck, Phys. Zeitschr. 9, 50 ff. 1908.

<sup>179)</sup> E. Bellini und A. Tosi<sup>174)</sup>. Ähnliche Anordnungen rühren von A. Blondel her: vgl. den zusammenfassenden Bericht von A. Blondel in Jahrb. 2, Heft 2. 1908.

<sup>180)</sup> El. Review 63, 842, 1908, ETZ 1908, 1179.

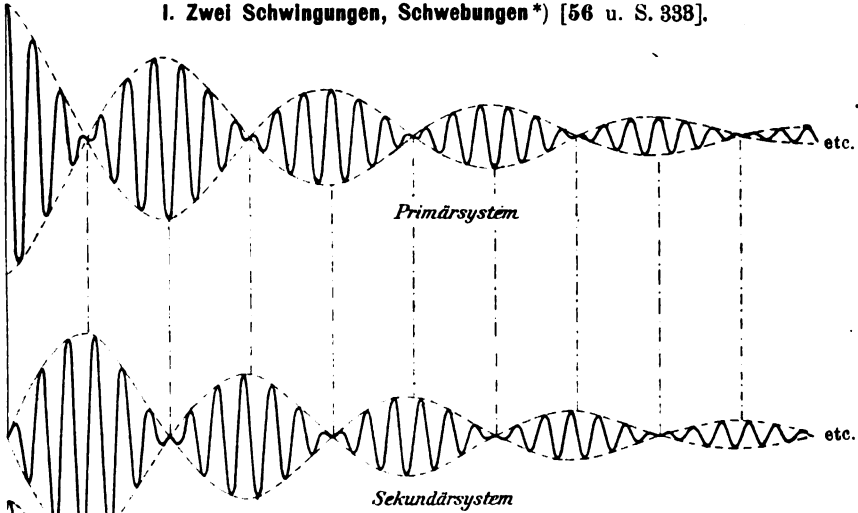
<sup>181)</sup> ETZ 1908, 790.



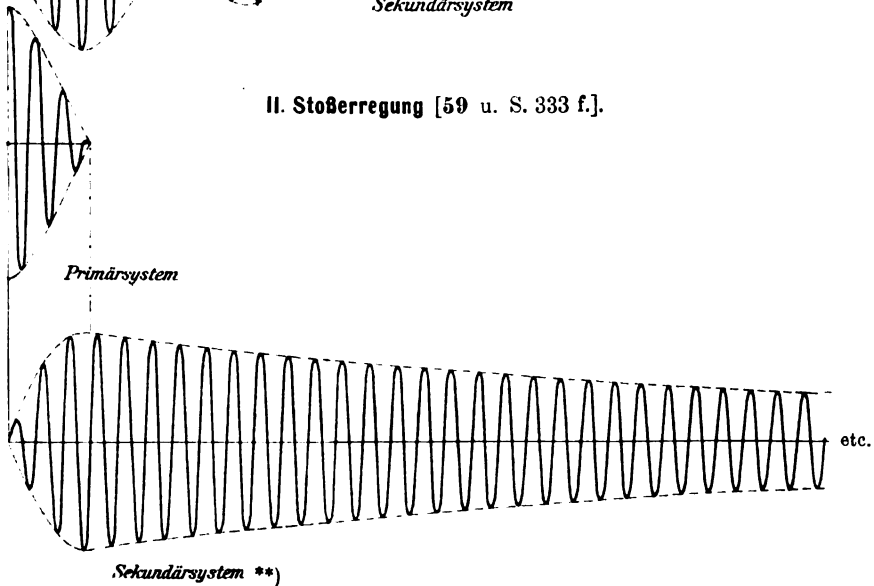
# Nachtrag.

## A) Schematische Schwingungskurven gekoppelter Systeme.

### I. Zwei Schwingungen, Schwebungen\*) [56 u. S. 338].



### II. Stoßerregung [59 u. S. 333 f.].



\*) Annahme:  $b^I = b^{II} = 0,08$ .

$K' = 0,08$ .

\*\*) Annahme:  $b_2 = 0,03$ .

### **B) Drahtlose Telephonie.**

Nach neueren Berichten (vgl. z. B. Jahrbuch Bd. 2, 1909) hat sich das hydraulische Mikrophon von Q. Majorana, das sehr starke Ströme und Spannungen erträgt, bei der drahtlosen Telephonie sehr gut bewährt.

### **C) Elektrolytischer Detektor.**

Der erste, der die Idee einer elektrolytischen Zelle vom Typus der Schloemilch'schen hatte und zwar zum Zweck der Gleichrichtung von Wechselströmen, ist wohl M. J. Pupin [amerikanisches Patent Nr. 713 045, angemeldet 4. Januar 1898].

---

## Namen- und Sachregister.

### A.

Abgestimmte Telegraphie 275. 294 ff. 303.  
*Abraham, M.*, Feld des linearen Oszillators 32. 36. 360.  
 —, Theorie der Elektrizität 361.  
 Absorption der Wellen durch die Erdoberfläche 224. 228. 230 ff. 233.  
 Abstimmen von Antennen, Luftleitern 144. 193. 284 f.  
 — zweier Oszillatoren 79.  
 Abstimmsschärfe 286 ff. 303 f.  
 Abstimmungspule 284.  
 Abstimmung, mechanische 297.  
*Adelmann, L.*, Hysteresisdekrement 360.  
*Algermissen, J.*, Entladungsspannung und Schlagweite 354. 362.  
 Allgemeine Elektrizitätsgesellschaft: Quecksilberturbinenunterbrecher 120. 170.  
*Amalgamated Radiotelegr. Co.*, Poulsegenerator 188.  
 — —, Tikker 300.  
*Ament*, Geißleröhre mit verschiebbaren Elektroden 107.  
 Amplitude = Anfangsamplitude 15.  
 Amplitudenkurve, allgemeines 13.  
 — von Kondensatorkreisen 13. 15.  
 Antenne, allgemeines, verschiedene Formen 136 ff. 271.  
 —, Abstimmen von —n 144. 193. 284 f.  
 —, Dämpfung von —n 153 ff.  
 — mit verminderter Strahlungsämpfung 144. 164.  
 — mit verstärkter Endkapazität 138.  
 —, Wirkungsgrad 153.  
 Anruf 263. 266. 370.  
*Arco, G., Graf von*, Empfänger für abgestimmte Telegraphie 279.  
*Arnò, R.*, magnetischer Detektor 243.  
*Armstrong-Orling*, Kapillar-Relais 370.  
*Artom, A.*, gerichtete Telegraphie 372.  
 Atmosphäre, Einfluß der — auf die Reichweite 234.  
 Atmosphärische Störungen 293.  
 Audion 250.

Aufnahme von Telegrammen 254.  
 Automatische Niederschrift von Telegrammen 256. 266.  
 Automatische Taster 176.  
*Austin, L. W.*, Thermodektoren 240. 369.  
 — Versuche mit der Anordnung von Fessenden für Stoßerregung 203.  
*Ayrton, H.*, Lichtbogenkonstanten 347.

### B.

*Badische Anilin- und Sodafabrik*, Sender für Stoßerregung 185. 218.  
 Bäume als Empfangsantennen 272.  
*Barkhausen, H.*, Abnahme der Amplitude bei Kondensatorkreisen mit Funkenstrecke 359 f.  
 —, Generator für ungedämpfte Schwingungen 366.  
 —, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 203. 367 f.  
*Battelli, A.*, effektiver Widerstand von Spulen 362.  
 Bauch (Strombauch etc.) 30.  
 Belastung eines Kondensators 23.  
*Bellini, G.*, und *Tosi, A.*, Gerichtete Telegraphie 318. 324. 330. 372.  
*Benischke, G.*, Resonanzinduktor 364.  
*Bethenod, J.*, Resonanzinduktor 364.  
*Birkeland*, rotierender Lichtbogen 368.  
*Bjerknes, V.*, Bestimmung des Dekrements aus Resonanzkurven 112. 117.  
 —, lose Koppelung zweier Oszillatoren 79. 364.  
*Black, Th. P.*, effektiver Widerstand von Spulen 362.  
*Blanc, A.*, Referat über Kohärer 370.  
*Blondel, A.*, Antenne mit verstärkter Endkapazität 138.  
 —, Ausbreitung der Wellen 368 f.  
 —, gerichtete Telegraphie 312. 323. 371 f.  
 —, Hertz'scher Oszillator 362.  
 —, mechanische Abstimmung 297. 371.  
 —, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 203. 367 f.

- Boas, H.*, Kohärer 243.  
 —, Motor für rotierenden Spiegel 359.  
 Bolometer 66. 72. 238.  
*Boys, C. V.*, Thermogalvanometer 70.  
*Brandes, H.*, Beobachtungen über Glühlampendetektoren 251. 370.  
 —, Bestimmung des Dekrements 114. 365.  
 —, evakuiertes Thermoelement 69. 72. 363.  
 —, lose Koppelung im Empfänger 288.  
 —, Wirkungsweise von Wellenanzeigern 252.  
*Branly, E.*, Kohärer 243.  
*Braun, F.*, Braun'scher Sender 156. 160 ff. 165 ff. 333 f.  
 —, Empfänger für abgestimmte Telegraphie 276.  
 —, Energieschaltungen 164. 366.  
 —, gerichtete Telegraphie 313. 323. 324.  
 —, Kathodenstrahlröhre 2. 4. 204.  
 —, Psilomelan-Detektor 251. 370.  
 —, Taster 175.  
*Brown, S. G.*, Bleisuperoxyd-Detektor 251. 267.  
 —, Sender für Stoßerregung 185. 366.  
*Brylinski*, Widerstand bei schnellen Schwingungen 362.  
*Bull, Anders*, Apparat zur Geheimhaltung der Telegramme 298. 371.

## C.

- Cambridge Scientific Instrument Co.*, Thermogalvanometer 71 f.  
 — — —, Brown'scher Wellenanzeiger 251.  
*Cantor, M.*, Capillar-Relais 370.  
*Castelli*, Quecksilber-Kohärer 245.  
 Charakteristik der Fernwirkung 308 ff.  
 — des Lichtbogens 203 ff.  
 — eines Wellenanzeigers 252.  
*Clifden*, Marconi-Station 197. 218.  
*Coffin, J. G.*, Selbstinduktionskoeffizient von Spulen 348. 362.  
*Cohn, E.*, Theorie des elektromagnetischen Felds 359.  
*Corbino, O. M.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 366.  
 —, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 367.  
 Cullercoats, Poulsen-Station 190.

## D.

- Dämpfung durch den Funken 15 ff.  
 — — dielektrische Hysteresis 23. 26.  
 — — Joule'sche Wärme 13. 26.  
 — — Sprühen 24. 26.  
 — — Wirbelströme 26.  
 Dämpfungsfaktor 15.  
 Dekrement, Definition 14.

- Dekrement, durch den Funken (Funkendekrement) 16 ff.  
 —, Joule'sches — 14.  
 — von Antennen 154.  
 — Bestimmung des —s aus Resonanzkurven 112 ff. 357.  
 Detektoren, allgemeines 238 ff. 251 ff. 264. 335.  
*Dieckmann, M.*, Herstellung phasenverschobener Schwingungen 371.  
 Dielektrizitätskonstante des Bodens 222.  
*Diesselhorst, H.*, absolute Messung von Frequenz und Wellenlänge 364.  
 —, Schwingungskurven gekoppelter Systeme 364.  
 Direkte Schaltung, — Koppelung 75.  
*Dolezalek, F.*, Litzen aus einzelsolierten Drähten 57.  
 Doppel-Kegelantenne 138. 143. 155.  
 Drehfeld-Komponente der Wellen an der Erdoberfläche 223.  
 Drehkondensatoren 100.  
 Drosselspulen in Empfangssystemen 256. 289.  
 — in der Speiseleitung 171.  
 Druckluft, Entladungsspannung (Schlagweite) in — 60.  
 —, Funkenstrecke für Stoßerregung in — 184.  
 —, Kondensatoren mit — 27. 177.  
*Drude, P.*, feste Koppelung zweier Oszillatoren 84. 87. 364.  
 —, Schwingungen von Spulen 360.  
*Duddell, W.*, Thermogalvanometer 70. 72. 363.  
 —, Ungedämpfte Schwingungen nach der Lichtbogenmethode 186.  
 — Versuche über die Ausbreitung der Wellen längs der Erdoberfläche 227. 229. 239. 368.  
 — Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 203. 367.  
*Dunwoody*, Karborund-Wellenanzeiger 251. 370.  
 Dynamische Charakteristik des Lichtbogens 204 ff.

## E.

- Eccles, W. H.*, Detektoren 251.  
 —, Referate über neuere Erscheinungen auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie 364 ff.  
*Edelmann, Prof. Dr., u. Sohn*, Saitengalvanometer 257.  
 Effekt, Stromeffekt, Spannungseffekt 63.  
 Effektiver Widerstand 13. 350 f.  
*Eichhorn, G.*, Stationsprüfer 365.  
 —, drahtlose Telephonie 367.  
*Eickhoff, W.*, Funkendekrement 360.

*Eickhoff, W.*, fotogr. Aufnahme von sprühenden Flaschen 360.  
 —, Spitze an Funkenstrecken 121. 365.  
 —, Sprühen von Kondensatoren 124. 365.  
 Eigenschwingungen, Definition 3.  
 — von Kondensatorkreisen 1 ff.  
 — von offenen Oszillatoren 28 ff.  
 Einfachantenne 136. 142. 155. 219.  
 Einfacher Sender 156. 158. 165.  
*Eisenstein, G.*, Anordnung für ungedämpfte Schwingungen 368.  
 Elektrische Koppelung 75.  
 Elektrolytische Wellenanzeiger 247 ff. 252 ff. 267. 335.  
 — —, Empfängerschaltung für — 282.  
 Empfangsstation, allgemeines 136.  
 Empfänger für gedämpfte Schwingungen 270 ff.  
 — für ungedämpfte und durch Stoßerregung erzeugte Schwingungen 298 ff.  
 Energie eines geladenen Kondensators 11.  
 — — magnetischen Felds 11.  
 Energieumsatz bei Schwingungen 10 ff.  
 Energieverbrauch durch dielektrische Hysteresis 23. 26.  
 — — die Erdströme 146 ff. 154. 163.  
 — — den Funken 15 ff. 26.  
 — — Joule'sche Wärme 13. 26. 154.  
 — — Leitungsverluste 154.  
 — — Sprühen 24. 26. 154.  
 — — Strahlung 36. 39. 46. 53.  
 — — Wirbelströme und andere induzierte Ströme 26. 154.  
 Entfritten 243.  
 Entladungsspannung 59. 204. 353 f.  
 Entladungszahl 63.  
 Erden, Erdung 53. 144 ff. 236.  
 Erdoberfläche, Bedeutung für die Fortpflanzung der Wellen 219.  
 Erdströme 146 ff. 163.  
 Erregerkreis beim gekoppelten (Braun'schen) Sender 166 ff. 176. ff.  
*Erskine-Murray, J.*, Buch über drahtlose Telegraphie 359.  
 — —, Erklärung des Marconi'schen Senders für ungedämpfte Schwingungen 197.  
 Erzwungene Schwingung 79.  
*Esau, A.*, Selbstinduktionskoeffizient bei schnellen Schwingungen 362.  
*Espinosa de los Monteros, A.*, Hitzdrahtthermometer 363.  
 — —, Funkenstrecke für Stoßerregung 186. 364. 366.  
*Ewing, J. A.*, magnetischer Detektor 241. 369.

**F.**

*Feddersen, O.*, Funkenaufnahme im rot. Spiegel 4. 103.

Feld des linearen Oszillators 31.  
 — eines offenen Oszillators, allgemeines 41.  
 Fernwellenmesser 295.  
 Fernwirkungscharakteristik. 308 ff.  
*Ferrié, G.*, elektrolytischer Detektor 248. 252.  
 —, Versuche mit gerichteter Telegraphie 313.  
*Fessenden, R. A.*, besondere Antennen 365 f.  
 —, Bolometer, Barretter 68. 238.  
 —, drahtl. Telephonie, Hochfrequenzmaschine 201. 367. 307.  
 —, elektrolytischer Detektor 248. 370.  
 —, Preßluftkondensatoren 177. 360.  
 —, Secrecy sender, Interference preventer 289. 371.  
 —, Sender für Stoßerregung 180. 184. 366.  
 —, Telephonrelais 203. 268.  
 —, wave chute 365.  
 Feste Koppelung, allgemeines 77.  
 — zweier Oszillatoren 82 ff. 92 ff.  
 — beim Braun'schen Sender 162 ff.  
*Fischer, C.*, Untersuchungen über gekoppelte Systeme 85. 87. 127 f. 129. 359. 365.  
 —, Messungen mit ungedämpften Schwingungen 365.  
*Fitzgerald, F.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 366.  
 Flammenbogen 170. 174.  
 Flammenkammer des Poulsen-Generators 188.  
*Fleming, J. A.*, Buch über drahtlose Telegraphie 359 ff.  
 —, Frequenzmesser 108. 365.  
 —, Glühlampendetektor 249. 370.  
 —, in der Praxis verwendete Kopplungsgrade 163.  
 —, Schwingungen von Spulen 360.  
 Flintglas, dielektrische Hysteresis 23. 27.  
 —, Durchschlagfestigkeit 128.  
 —, Frequenzfaktor 9.  
*Forest, Lee de*, Anordnung für gerichtete Tel. 325.  
 —, elektrolytischer Wellenanzeiger 247.  
 —, drahtlose Telephonie 202.  
 —, Frequenzmesser 107.  
 —, Glühlampendetektor 250. 370.  
 —, Plattenkondensatoren in Oel 177.  
 Fortpflanzungsgeschwindigkeit von Wellen längs Drähten 31.  
 — — in Luft 34.  
 — — längs der Erdoberfläche 227.  
 Frequenz von Kondensatorkreisen 5. 338.  
 — des linearen Oszillators 31.  
 — und Wellenlänge 31. 34. 342.  
 — bei der Lichtbogenmethode 214.  
 —, Messung der — 4. 98 ff. 103 ff. 106 ff.

Frequenzfaktor von Kondensatoren 9. 122.  
 Frequenzmesser 106 ff.  
 Fritter, Frittröhre 243.  
 Funkendämpfung, -dekrement, -widerstand 15. 17 ff. 26.  
 Funkeninduktor 169.  
 Funkenkonstanten 346.  
 Funkenmikrometer 61.  
 Funkenstrecke, allgemeines 2.  
 — für Messungen 61. 121.  
 —, mehrfache, unterteilte 22. 88.  
 —, Einfluß auf den Funkenwiderstand 19.

## G.

*Gallati, R., C.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 367.  
 Galvanische Koppelung 74.  
*Garcia*, Anordnung für gerichtete Telegraphie 372.  
*Gatti, Béla*, Bolometer, Kompensationschaltung 68. 72. 238. 363.  
 Gebevorrichtung für ungedämpfte Schwingungen 195 ff.  
 Gebläse, Luft-, rotierendes — 185. 216.  
 —, magnetisches 187. 217.  
 Gedämpfte Schwingung 2.  
 Gegengewicht 145 ff.  
 Geheimhaltung der Telegramme 294 f. 297. 303. 328.  
 Geißleröhren als Resonanzindikatoren 100.  
*Geitler, J. von*, direkte Schaltung 364.  
 Gekoppelter (Braun'scher Sender) 156. 160 ff.  
 Gerichtete Telegraphie 308 ff. 331 f.  
 Geschlossener Schwingungskreis 28.  
*Gesellschaft für drahtl. Telegraphie*, Anruf bei Thermodektoren 268.  
 — —, drahtl. Telephonie 201. 305.  
 — —, Drehkondensatoren 100.  
 — —, elektrolytischer Detektor 248.  
 — —, Empfänger für abgestimmte Telegraphie 276.  
 — —, Fernwellenmesser 295.  
 — —, Frequenzmesser 106.  
 — —, Hochfrequenzlampe 188. 193 ff.  
 — —, Kohärer 244.  
 — —, Koppelungsgrad 163.  
 — —, Methode der tönenden Funken 301.  
 — —, photographischer Schreiber 258.  
 — —, Relais 260.  
 — —, Resonanzinduktor 172.  
 — —, Sender für Stoßerregung 182. 185.  
 — —, Station Nauen 59. 139. 141. 146. 174 f. 218.  
 — —, Thermodektor 240.  
 Glace-Bay. Marconistation 197.  
*Gluge, G.*, Resonanzinduktor 93. 364.  
*Glutzel, B.*, Quecksilberfunkenstrecke 364. 366.

Gleichstrombetrieb bei Stoßerregung 183. 301.  
 Glühlampendetektor 249. 252 ff. 335.  
*Goetze*, Geißleröhren 100.  
*Granqvist, G.*, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 367.  
 Graphitkohärer 246 f.  
*Gray, A.*, Taster 175.  
 Grundschiwingung, allgemeines 29.  
 — des linearen Oszillators 29 ff.  
 Grundwasser, Bedeutung für die Erdung von Antennen 145 ff.  
 —, Bedeutung für die Fortpflanzung der Wellen 230.  
*Guye*, Lichtbogenkonstanten 347. 368.

## H.

*Hack, F.*, Feld des linearen Oszillators 32. 360.  
 —, Wirkung von Regen und Grundwasser auf die Wellen 230. 368.  
*Hahnemann, W.*, Funkendekrement 359. 360.  
 —, Hysteresisdekrement 360.  
 —, Schwinggradschaltung 367.  
 Hammerunterbrecher 169.  
 Harfenantenne 188. 142. 155.  
*Harms, F.*, Wellen längs isolierten Drähten 360.  
*Hartmann und Braun*, Hitzdrahtinstrument 65. 72.  
 Heliumrohr als Resonanzindikator 100. 107.  
 Helixkymometer von Fleming 108.  
 Henry, praktische Einheit des Selbstinduktionskoeffizienten 6.  
*Hertz*, Hertz'sches Dekrement 36.  
 Heterodyn-Empfänger von Fessenden 307.  
*Heydweiller, A.*, Entladungsspannung und Schlagweite 354.  
 —, Funkenkonstanten 359.  
 Hitzdrahtinstrumente, die Angaben von — n 62 ff.  
 —, technische 64. 72.  
 Hitzdraht-Luftthermometer 65. 72.  
 Hochfrequenzlampe der Gesellschaft für drahtl. Telegraphie 188. 193.  
 Hochfrequenzmaschine von Fessenden 200.  
 Hörtransformator 285.  
*Hughes, D. E.*, Nachweis elektrischer Wellen mit dem Mikrophon 247.  
 Hysteresis, dielektrische 23. 123.  
 —, Energieverbrauch, Dämpfung durch — 23. 27. 123.  
 Hysteresisdekrement 23. 123.

## I. J.

*Jackson, H. B.*, Versuche über die Beugung elektrischer Wellen 228. 368.

*Jégou P.*, Messung der Empfindlichkeit von Wellenanzeigern 370.  
*Jervis-Smith, T.*, Preßluftkondensatoren 360.  
 Indikatoren für elektrische Schwingungen 238 ff.  
 Indikatorkreis 100.  
 Induktive Koppelung 73. 160.  
 Induktorresonanz 172.  
 Interference-preventer von Fessenden 289.  
*Jollos, A.*, Sprühen von Kondensatoren 365.  
*Joly, J.*, Einfluß des Tageslichts auf die Reichweite 368.  
*Jonas, G.*, Abnormale Resonanzkurven 365.  
*Joule'sche Wärme*, Dämpfung durch — 13.  
 Isolation von Antennen, Leitungen etc. 61. 161. 166.  
*Ives \*)*, *J. E.*, Frequenzmesser 107.

## K.

Kapazität an den Enden von linearen Oszillatoren 48 f.  
 —, Bestimmung der — 102. 110.  
 —, Einheit der — 6.  
 —, wirksame eines offenen Oszillators, einer Antenne 47. 141.  
 Kapillarrelais 370.  
 Karborunddetektor 251.  
 Kegelantenne 138. 142. 155.  
*Kelvin, Lord* — s. Thomson.  
*Kiebitz, F.*, gerichtete Telegraphie 371.  
*Kintner, S. M.*, Schlagweite und Entladungsspannung 362.  
*Klementić, J.*, Thermoelement 69.  
 Klopfer 261.  
 Knockroe, Poulsen Station 190 f. 218.  
 Knoten (Stromknoten, Spannungsknoten) 30.  
*Koch, J.*, Funkenkonstanten 346.  
*Koch, von*, Sender für Stoßerregung 185. 218.  
*Koepsel, A.*, Drehkondensator 100.  
 —, Graphitkohärer 247.  
 —, Stahlkohärer 244 f.  
 —, Quecksilberkohärer 246. 370.  
 Kohärer mit Metallkörnern 243 ff. 253. 264 ff.  
 —, Aufnahmeapparat für den — 261.  
 Kohlekohärer 246 f.  
 Kompensationsschaltung von Béla Gáti 68.  
 Kompensationsmethode zur Bestimmung des äquivalenten Widerstands 119.  
 Komprimierte Luft s. Druckluft.  
 Kondensatoren beim Braun'schen Sender 177.

Kondensatoren für ungedämpfte Schwingungen 191.  
 — in Antennen 143.  
 — in linearen Oszillatoren 50. 52.  
 —, variable in Meßkreisen 100 ff.  
 —, — in Antennen 144.  
 —, Frequenzfaktor von — 9. 122.  
 —, Serien-, Parallelschaltung von — 6. 177.  
 —, Verluste in — durch dielektrische Hysterisis 23. 27. 123.  
 —, Verluste in — durch Sprühen 24. 124.  
 Kondensatorkreise, Eigenschwingungen 1 ff. 88.  
 —, Dämpfung von — n 10 ff.  
 —, Energieumsatz in — n 10 ff.  
 —, Frequenz von — n 4 ff. 338.  
 —, Strahlung 39. 46.  
 —, Wellenlänge 6. 340.  
 Kontinuierliche Schwingungen 186.  
 Koppelung, allgemeines 73. 77.  
 — bei ungedämpften Schwingungen 191. 215.  
 — direkte, galvanische 74. 160. 165.  
 — eines Oszillators und geschlossenen Stromkreises 78. 88.  
 — elektrische 75.  
 — gemischte 160.  
 — im Empfänger 288.  
 — lose, feste 77.  
 — magnetische, induktive 73. 160.  
 — von zwei Oszillatoren 79 ff. 89. ff.  
 Koppelungsgrad, allgemeines 83. 355.  
 — beim Braun'schen Sender 163. 165.  
 —, Bestimmung des — s 127 ff. 355.  
 Koppelungskoeffizient 77.  
 Krümmung der Erdoberfläche, Bedeutung für die Wellen 221.  
 Kupferdrähte, effektiver Widerstand von — n 350 f.  
 Kymometer von Fleming 108.

## L.

*Lebedew, P.*, evakuiertes Thermoelement 69.  
*Lecher, E.*, Lecher'sche Drähte 103 ff.  
 —, Ausbreitung der el. Wellen längs der Erdoberfläche 368.  
 —, Vermeiden des Sprühens durch Oel 365.  
 Leitungsverluste 154.  
 Leitvermögen des Bodens 222.  
*Lepel, E. von*, drahtlose Telephonie 203.  
 —, Sender für Stoßerregung 185. 218.  
 Lichtbogen, Charakteristik des — s 204 ff.  
 Lichtbogenhysterisis 205.  
 Lichtbogenkonstanten 346.  
 Lichtbogenmethode für ungedämpfte Schwingungen 186 ff. 203 ff.

\*) Auf S. 107 irrtümlich Yves.

- Linearer Oszillator (Sender), Grundschwingung 29 ff. 43.  
 — mit eingeschalteten Kondensatoren 50. 52.  
 — —, mit eingeschalteten Spulen 51. 52.  
 — —, mit Kapazität an den Enden 48. 49.  
 — —, Oberschwingungen 37.  
 Literaturverzeichnis 359 ff.  
*Lodge, O.*, Einfluß des Tageslichts auf die Reichweite 368.  
 — und *Muirhead, A.*, automatische Taster 176.  
 — —, Empfänger für abgestimmte Telegraphie 275 f.  
 — —, Quecksilberkohörer 245. 256. 267. 370.  
 — —, Schirmantennen 138. 365.  
 Logarithmisches Dekrement s. Dekrement.  
*Lorenz, C., A.-G.*, Drehkondensatoren 100. 102.  
 —, Fernwellenmesser 295.  
 —, Frequenzmesser 106. 109.  
 —, Poulsen-Generator 188 ff. 203.  
 —, Tikker 300.  
 Lose Koppelung, allgemeines 77.  
 — — beim Braunschen Sender 161.  
 — — zweier Oszillatoren 79 ff. 89.  
 Luftgebläse 216.  
 Luftkondensatoren, Frequenzfaktor 9.  
 —, praktische Verwendung 100. 191. 199. 218.  
 Luftkühlung 188. 216.  
 Luftleiter, allgemeines 136 ff.  
 —, Dämpfung 155.  
 —, Richtung 270.  
 —, Wirkungsgrad 157.  
 —, Abstimmen von —n 144. 193. 284. f.
- M.**
- Macku, B.*, Theorie der Resonanzkurven 365.  
*Madelung, E.*, Wirkungsweise der mag. Detektoren 369.  
 Magnetisches Gebläse 187.  
 Magnetische Koppelung 73.  
 — Wellenanzeiger 240 ff. 254. 268.  
*Magri, L.*, effektiver Widerstand von Spulen 362.  
*Majorana, Q.*, hydraulisches Telephon 374.  
*Mandestam, L.*, Herstellung phasenverschobener Schwingungen 314. 371.  
 — lose Koppelung im Empfänger 288. 371.  
*Marconi, G.*, Empfänger, Jigger 272 f.  
 — — für abgestimmte Telegraphie 275.  
 —, Einfluß des Tageslichts auf die Reichweite 235. 368.  
 —, gerichtete Telegraphie 239. 310. 317. 319 f. 325. 339 f.  
*Marconi, G.*, Kohörer 244.  
 —, mag. Detektor 241 ff. 254. 268. 371.  
 —, Mehrfach-Telegraphie 291.  
 —, Mittel gegen atmosphärische Störungen 293.  
 —, Quecksilberkohörer 245.  
 —, Sender für gedämpfte Schwingungen 156. 158. 165 ff.  
 — — — Stoßerregung 185. 218.  
 — — — ungedämpfte Schwingungen 197. 217 f. 301.  
*Marconi-Gesellschaft*, Antennen 138.  
 — — automatische Taster 176.  
 — — Drehkondensatoren 100.  
 — — Taster 175.  
 — — transatlantische Stationen 250.  
*Maresca*, Bestimmung des Funkenwiderstands 359.  
*Massie, W. W.*, Funkenstrecke mit rotierenden Elektroden 366.  
 —, Kurven zur Berechnung der Wellenlänge 359.  
 Maximal-Amplitude 81. 87.  
 Mechanische Abstimmung 297.  
 Mehrfache Antenne 137.  
 Mehrfache Funkenstrecke 22. 88.  
 Mehrfach-Telegraphie 291.  
 Meßkreis zur Aufnahme von Resonanzkurven 98 ff.  
 —, Eichung des —es 103 ff. 112 ff.  
 Meßinstrumente für Frequenzmesser 99. 101.  
 —, Angaben der — bei gedämpften Schwingungen 62 ff. 78.  
 —, verschiedene Formen von —n 64 ff.  
 Meßstab von A. Slaby 108.  
 Metallkörnerkohörer 243.  
 Mikrofarad 6.  
*Molineux, Webb & Co.*, Flintglas für Kondensatoren 9. 23.  
*Monasch, B.*, Messung mit ungedämpften Schwingungen 365.  
 —, Verluste durch dielektrische Hysteresis 360.  
*Monckton, C. C. F.*, Installation in den Tropen 366.  
*Moster, H.*, Dämpfung von Antennen 369.  
*Muirhead, A.*, s. *Lodge*.  
 Multiplikationsspule von Slaby 108.
- N.**
- Nairz, O.*, Angaben über die transatlantischen Marconi-Stationen 372.  
*Nauen*, Station der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie 59. 139. 141. 146. 154. 165. 174. 177. 218.  
 Nebel, Einfluß auf die Reichweite von Stationen 236.  
 Neonröhre als Resonanzindikator 100. 108.



*Nesper, E.*, Frequenzmesser und Dämpfungsmesser der Strahlentelegraphie 365.

— Veröffentlichungen über Apparate u. Messungen in der drahtl. Tel. 362. 364 ff.

**O.**

Oberschwingungen, Allgemeines 29.

—, von linearen Oszillatoren und Antennen 37. 159. 166.

Oel als Isolator für Kondensatoren 9. 106. 191.

—, als Mittel gegen das Sprühen 128. 177.

Offener Oszillator, allgemeines 28 ff. 40 ff.

—, Eigenschwingungen 28 ff.

—, wirksame Kapazität, wirksamer Selbstinduktionskoeffizient 47.

Oszillator, geerdeter 53.

—, zusammengesetzter 48 ff.

—, mit verminderter Strahlungsdämpfung 53.

**P.**

*Papalieri, N.*, Herstellung phasenverschobener Schwingungen 314.

Paraffinöl in Kondensatoren 191.

Parallelschaltung von Kondensatoren 7. Partialfunken 64.

*Pedersen, O.*, Empfänger für ungedämpfte Schwingungen 298.

—, Vorrichtungen zum Geben bei ungedämpften Schwingungen 196. 367.

Periode 6.

Periodenzahl 5.

*Peuckert, W.*, mag. Detektor 243. 369.

— Sender für Stoßerregung 185.

Photographische Aufzeichnung der Telegramme 257. 267.

*Pickard, G. W.*, Schleifenantennen 372.

—, Thermodetektor 240.

*Pierce, G. W.*, Quecksilberfunkenstrecke 363.

—, Wellenanzeiger 370.

Polarisationszellen 263.

Polarisiertes Relais 259.

Poldhu (Marconi-Station) 138. 171.

Potentiometer 255.

*Poulsen, V.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 187 ff. 332. 366 f.

—, drahtlose Telephonie 202. 304.

—, Tikker 299.

*Preece, W.*, Angaben über den Quecksilberkühler von Lodge und Muirhead 246. 370.

Preßluft s. Druckluft.

Psilomelandetektor von F. Braun 251.

*Pupin, M. J.*, elektrolytischer Detektor 374.

**Q.**

Quasistationärer Strom 29.

Quecksilberlampe als Funkenstrecke 64. 121.

—, für Stoßerregung 88. 182.

Quecksilberkühler 245 ff. 267.

Quecksilber-Turbinenunterbrecher 120. 170.

**R.**

*Rau, H.*, fotogr. Aufnahme von sprühenden Flaschen 360.

*Rayleigh, Lord*, Spulen mit veränderlicher Selbstinduktion 107.

— —, Selbstinduktionskoeffizient von Spulen 348.

Reflexion von Wellen beim Uebergang von Wasser zum Land 234.

Regen, Bedeutung für die Fortpflanzung der Wellen 230 ff.

*Reich, M.*, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 367.

Reichweite 237.

Relais 259.

*Rempp, G.*, Funkendekrement 20. 360.

*Rendahl, R.*, Quecksilberlampe für Stoßerregung 182. 366.

—, Variometer 278.

Resonanz 79.

Resonanzinduktor 92.

Resonanzkurven, allgemeines 96 ff.

—, Bestimmung des Dekrements durch — 17 ff. 112 ff. 357 f.

—, — der Frequenz durch — 98 ff.

—, — von Selbstinduktionskoeffizient u. Kapazität durch — 110.

—, nicht normale Formen von — 115 ff.

Resonanzpunkt 97.

Resonanzschärfe 97.

*Richarz, F.*, Amplitudenkurve bei Kondensatorkreisen mit Funkenstrecke 359.

*Riecke, E.*, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 367.

*Rieß, —*'sches Luftthermometer 65.

*Rosa, E. B.*, Selbstinduktionskoeffizient von Spulen 347. 362.

*Roschansky, D.*, Funkenkonstanten, Funkenwiderstand 347. 359.

Rotierende Elektroden 185. 197. 216. 218.

*Round*, Einfluß der Wellenlänge auf die Reichweite 368.

Rückzündung bei der Lichtbogenmethode 212.

*Rüdenberg, R.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 366.

—, Theorie des Empfängers 271. 371.

*Ruhmer, E.*, Funkenstrecke mit rotierenden Metallbändern 366.

- Ruhmer, E.*, Generator für ungedämpfte Schwingungen 368.  
 —, drahtlose Telephonie 367.  
*Russell, A. J.*, magnetische Detektoren 369.  
*Russell, A.*, Selbstinduktionskoeffizient von Spulen 362.  
*Rutherford, E.*, magnetischer Detektor 241.
- S.**
- Sachs, S.*, Referate über Wellenanzeiger 369.  
 Saitengalvanometer 257.  
 Schaltung, direkte 160 f. 165.  
 —, gemischte 160 f.  
 —, induktive 160 f.  
*Schapira, C.*, Untersuchungen an der Hochfrequenzlampe 367.  
*Scheller, O.*, Schwungradschaltung 367.  
 Schiffsantenne 140. 155.  
 Schirmantenne 138. 142 f. 150. 155. 164.  
 Schlagweite 59. 353 f.  
*Schloemilch, W.*, elektrolytischer Detektor, Schloemilch'sche Zelle 248. 254.  
 —, Kohärer 244.  
 —, Thermodetektor 240.  
*Schmidt, K. E. F.*, Bolometer 363.  
 —, gerichtete Telegraphie 372.  
*Schott u. Genossen*, Flintglas 9. 23.  
 Schreibtransformator 285.  
 Schwingungskurve 2. 30.  
 —n für verschiedene Dekremente 343 ff.  
 Schwungradschaltung 191 f.  
 Secrecy sender von Fessenden 289.  
*Seibt, G.*, Resonanzinduktor 364.  
 —, Versuche mit Spulen 362.  
 —, Variometer 107.  
 Selbstentfritende Kohärer 246.  
 Selbstinduktionskoeffizient, Einheit 6.  
 —, effektiver 9. 56.  
 —, wirksamereines offenen Oszillators 47.  
 —, Berechnung bezw. Bestimmung des —en 104. 110. 347 ff.  
 Selbsttönender Lichtbogen 186.  
 Sender, linearer, zusammengesetzter etc. s. Oszillator.  
 —, einfacher (Marconi-Sender) 156.  
 —, für ungedämpfte Schwingungen 156. 186 ff.  
 —, für Stoßerregung (Wien'scher Sender) 156. 180 ff.  
 —, gekoppelter (Braun'scher Sender) 156. 160 ff.  
 —, mit verminderter Strahlungsdämpfung 53. 144.  
 Serienschaltung von Funkenstrecken, Lichtbögen 22. 88. 188. 193. 216. 218.  
 — von Kondensatoren 7.  
 Sicherheitskoeffizient 237. 287.  
*Siewert*, Stationen der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie 365.  
*Sigsfeld, von*, Versuche mit gerichteter Telegraphie 323.  
*Simon, H. Th.*, Hochfrequenzlampe 188.  
 —, Lichtbogenhysteresis 205.  
 —, Lichtbogenkonstanten 368.  
 —, Vorgänge bei der Lichtbogenmethode 203. 367.  
*Simons, K.*, Bestimmung des Funkenwiderstands 359.  
 Siphonrekorder 256.  
 Skineffekt 55.  
*Slaby, A.*, Empfänger für abgestimmte Telegraphie 279.  
 —, gekoppelte Systeme 364.  
 —, Kondensator parallel zur Funkenstrecke 360.  
 —, Meßstab, Multiplikationsspule 108.  
*Sollf, K.*, Stationen der Gesellschaft für drahtlose Telegraphie 365. 369.  
*Sommerfeld, A.*, effektiver Widerstand von Spulen 362.  
 —, Ausbreitung der elektrischen Wellen längs der Erdoberfläche 368.  
 Spannung und Strom in Wechselstromkreisen 58.  
 — und Schlagweite 59. 353 f.  
 Spannungsbauch 30.  
 Spannungseffekt 63.  
 Spannungsknoten 30.  
 Spannungsverteilung, Kurve der — 30.  
 Speisestrom bei Stoßerregung 183.  
 Sperrkondensator im Empfänger 275.  
 Spiegel, Verwendung für gerichtete Telegraphie 310.  
 Spitze an Funkenstrecken 121.  
 Spulen als Frequenzmesser 108.  
 — in linearen Oszillatoren, Antennen 51. 52. 143 f.  
 — mit veränderlicher Selbstinduktion 107. 111. 144. 278. 362.  
 —, effektiver Widerstand von — 58.  
 —, — Selbstinduktionskoeffizient von — 56. 347.  
 —, Eigenschwingungen von — 38.  
 —, Kapazitätsempfindlichkeit von — 38.  
 —, Sprühen von — 38.  
 —, verschiedene Formen von — 58.  
 Sprühen, Allgemeines 24.  
 — von Antennen 154. 235.  
 — von Kondensatoren 24. 124.  
 —, von Spulen 39.  
*Squier, O.*, Bäume als Empfangsantennen 272. 371.  
 Stationsprüfer 109.  
 Statische Charakteristik 204.  
 Stehende Wellen 30.  
*Stone, J. St.*, Empfängerschaltung 371.

*Stone, J. St.*, gerichtete Telegraphie 312. 323.  
 Störung atmosphärische 293.  
 — durch andere Stationen 294 ff. 303. 328.  
 Stoßerregung, uneigentliche 81.  
 —, eigentliche, allgemeines 88. 373.  
 — —, Sender für — 156. 180 ff. 333 f.  
 — —, Verwendung für Meßzwecke 115. 119.  
 Strahlung eines offenen Oszillators 45.  
 — von Spulen und Kondensatorkreisen 39. 46.  
 Strahlungsdekrement, -dämpfung 36. 53. 144.  
 Strahlungsrichtung, wirksame 320.  
*Strasser, B.*, Selbstinduktionskoeffizient von Spulen 347. 362.  
 Strom und Spannung in Wechselstromkreisen 58.  
 Strombahn 1.  
 Strombauch 30.  
 Stromeffekt 63.  
 Stromknoten 30.  
 Stromkurve 2. 30.  
 Strommessung 62.  
 Stromverteilung, Kurve der 30.  
*Stuchtey, C.*, Funkenkonstanten 346.  
*Stuff, W.*, Funkenkonstanten 346. 359.  
 Substitutionsmethode zur Bestimmung des Funkenwiderstands 17 ff.

**T.**

Tabellen 338 ff.  
 Tageslicht, Einfluß auf die Reichweite 235.  
 T-Antenne 140.  
 Taster 174 ff.  
 Tasterrelais 175.  
*Taylor, J. E.*, Versuche über die Ausbreitung der Wellen 227. 229. 239. 368.  
*Telefunken* s. Gesellschaft für drahtl. Telegraphie.  
 Telephonie, drahtlose, allgemeines 336.  
 — —, Empfänger 304 ff.  
 — —, Sender 199.  
 Telephonische Aufnahme von Telegrammen 254 ff.  
 — Detektoren, Wellenanzeiger 264 ff.  
 Telephonrelais 203.  
*Tesla, N.*, Versuche mit elektrischen Schwingungen 366.  
 Theoretische Ergänzungen 359 ff.  
 Thermische Wellenanzeiger 238. 253.  
 Thermidetektoren, allgemeines 239 ff. 252 ff. 267. 335.  
 —, Verwendung für ungedämpfte Schwingungen 302.  
 —, Schaltung für — 282.  
 Thermoelement 69. 72.

Thermogalvanometer 70. 72. 239.  
*Thomson, Sir William*, Thomson'sche Formel 5. 8.  
*Thomson, Elihu*, andauernde Schwingungen eines Kondensatorkreises 186. 366.  
 Tikker 298. 303. 335.  
*Tissot, C.*, Anruf bei telephonischen Wellenanzeigern 370.  
 —, Bolometer 68. 238. 363. 369.  
 —, Messungen mit verschiedenen Wellenanzeigern 250. 369 f.  
 —, Rheostat für schnelle Schwingungen 362.  
 —, Versuche über die Ausbreitung der elektrischen Wellen 227. 367.  
 Tönende Funken, Methode der — 301. 334.  
*Toepler, M.*, Schlagweite und Entladungsspannung 362.  
*Tosi, A.*, gerichtete Telegraphie 318.  
 Transatlantische Stationen 250. 318. 331.  
 Transformator, technischer 170.  
*Traubenberg, H. Rausch von*, Funkendekrement 359 f.  
 —, Messung mit ungedämpften Schwingungen 365.  
 —, Poulsen-Generator 188. 366.

**U.**

*Uller, K.*, Ausbreitung der Wellen längs der Erdoberfläche 368.  
 —, Wirkungsweise der Sender für gerichtete Telegraphie 372.  
 Ungedämpfte Schwingungen, allgemeines 2. 332.  
 — —, Koppelung 191. 215.  
 — —, Sender für — 156. 186. 197. 217.  
 Unterbrecher für den Funkeninduktor 120. 169.  
 — im Empfänger 298 f. 300 ff.  
 Unterteilte Funkenstrecken 22. 88. 218.  
*Upson, W. L.*, Lichtbogenkonstanten 368.

**V.**

Variometer = Frequenzmesser 107.  
 Variometer = Spulen mit veränderlicher Selbstinduktion 107. 111. 144. 278.  
 Ventilwirkung 252.  
 Verstimmte Systeme 134. 163.  
*Voege, W.*, Thermoelement 72. 363.  
*Vogel, C.*, Litzen aus einzelsolierten Drähten 57.  
*Voigt, E.*, Entladungsspannung und Schlagweite 354.

## W.

*Walter, L. H.*, magnetischer Wellen-  
 anzeiger 243. 254. 369.  
 —, Quecksilber-Tantaldetektor 245. 370.  
 Wasserkühlung von Elektroden 184. 187.  
 216.  
 Wasserstoff im Poulsengenerator 187.  
 190. 216 f.  
 —, Funkendekrement in — 20. 88.  
 —, Funkenstrecken in — 20. 64. 88.  
 121.  
 —, Entladungsspannung und Schlagweite  
 in 60.  
 Wasserstrahlen als Antennen 136.  
 Wattmeter 65.  
 Wechselseitiger Induktionskoeffizient 77.  
 Wechselfeld 2.  
 Wechselstrombetrieb von Funkeninduk-  
 toren, Transformatoren 170.  
 — bei Stoßerregung 183. 301.  
 Wechselstromtransformator 170 f.  
 Wechselzahl 5.  
 Wecker 263.  
*Wehnelt, A.*, Wehnelt-Röhre als Wellen-  
 anzeiger 250. 370.  
*Weiß, P.*, Referat über Kohärer 370.  
 Wellen, fortschreitende, allgemeines 30.  
 34.  
 — — längs der Erdoberfläche 219 ff.  
 —, stehende 30. 103.  
 Wellenanzeiger, -detektoren, -indikatoren  
 238 ff. 251 ff. 264. 335.  
 Wellenlänge von Kondensatorkreisen 5 f.  
 340.  
 — des linearen Oszillators 30.  
 — und Frequenz 31. 34. 342.  
 —, Bedeutung der — für die Reichweite  
 226. 271. 281.  
 —, Messung der — 4. 98 ff. 103 ff.  
 Wellenmesser 106 ff.  
*Wertheim-Salomonson*, ungedämpfte  
 Schwingungen 187. 366.  
 Widerstand, äquivalenter 119. 123.  
 —, effektiver, von geraden Drähten 13.  
 55 ff. 350 f.  
 — — von sehr dünnen Drähten 57. 352.  
 — — von Litzen aus einzelisolierten  
 Drähten 57.  
 — — von Spulen 58.  
 Widerstandsdrähte, Maximaldurchmesser  
 von — 352.  
*Wien, M.*, Bestimmung des Dekrements  
 aus Resonanzkurven 365.  
 —, feste Koppelung zweier Oszillatoren  
 127 ff. 134. 365.

*Wien, M.*, lose Koppelung zweier Oszil-  
 latoren 81. 364.  
 —, lose Koppelung im Empfänger 288.  
 371.  
 —, Spulen aus Kupferbändern 360.  
 —, Stoßerregung. Wien'scher Sender 88.  
 115. 156. 180. 333 ff. 364.  
*Wildmann, L. D.*, Einfluß des Zustands der  
 Atmosphäre auf die Reichweite 368.  
*Wilson, E.*, magnetischer Wellenanzeiger  
 369.  
 Wirbelströme, Energieverbrauch durch —  
 26.  
 Wirksame Kapazität 47.  
 —r Selbstinduktionskoeffizient 47.  
 —r wechselseitiger Induktionskoeffizient  
 77.  
 — Strahlungsrichtung 320.  
 Wirkungsgrad von Antennen 153.  
 — des Braun'schen Senders 167.  
 — des Marconi-Senders 158.  
 — der verschiedenen Senderarten 333 f.  
 — der Anordnungen für gerichtete Tele-  
 graphie 328.  
 Witterung, Einfluß auf die Reichweite  
 von Stationen 234.

## Z.

*Zammarchi, A.*, Buch über drahtlose  
 Telegraphie 359.  
*Zébrikoff*, Lichtbogenkonstanten 347,  
 368.  
*Zenneck, J.*, Buch über drahtlose Tele-  
 graphie 359.  
 —, Amplitudenkurven von Kondensator-  
 kreisen mit Funkenstrecke 359.  
 —, feste Koppelung von Oszillatoren mit  
 Funkenstrecke 87. 127.  
 —, Bestimmung des Koppelungsgrads bei  
 loser Koppelung 129.  
 —, Ausbreitung der Wellen längs der  
 Erdoberfläche 222 ff. 368.  
 —, Versuche mit gerichteter Telegraphie  
 310.  
 —, Wirkungsweise der Sender für ge-  
 richtete Telegraphie 319 ff. 372.  
 —, Wirkungsweise der Empfänger für  
 gerichtete Telegraphie 326 ff. 372.  
*Ziegler, W.*, Amplitudenkurve bei Kon-  
 densatorkreisen mit Funkenstrecke  
 359.  
 Zischfunken (M. Wien) 184.  
 Zündcharakteristik 214.  
 Zündspannung 59. 204. 353 f.  
 Zwischenkreis bei Stoßerregung 181.

---

Verlag von **FERDINAND ENKE** in **STUTTGART**.

Von demselben Verfasser ist früher erschienen:

# **Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphie.**

Mit 802 in den Text gedruckten Abbildungen.

gr. 8°. 1905. geh. M. 28.—; in Leinwand gebunden M. 30.—

---

Kürzlich erschien:

## **Allgemeine Elektrotechnik.**

Unter Mitwirkung von Privatdoz. Dr.-Ing. W. Petersen

herausgegeben von

**Geh. Rat Prof. Dr. E. KITTLER.**

**Drei Bände.**

II. Band:

**Einführung in die Wechselstrom-  
technik. Transformatoren.**

Mit 358 Textabbildungen. gr. 8°. 1908. geh. M. 18.—; in Leinwand gebunden M. 19.40.

---

In Vorbereitung befindet sich:

III. Band:

**Wechselstrommaschinen.**

Mit zahlreichen Abbildungen.

---

**Inhaltsübersicht: Synchrongeneratoren. Synchronmotoren. Rotierende Umformer. Asynchronmotoren. Asynchrongeneratoren. Wechselstrom-Kollektormotoren. — Anhang: Messgeräte für Wechselstrom.**

---

Verlag von **FERDINAND ENKE** in Stuttgart.

**Ahrens, Prof. Dr. F. B., Handbuch der Elektrochemie.**

Zweite, vollständig neu bearbeitete Auflage. Mit 293 in den Text gedruckten Abbildungen. gr. 8°. 1903. geh. M. 15.—; in Leinw. geb. M. 16.20.

**Balling, Prof. Dr. C. A. M., Grundriss der Elektrometallurgie.**

Mit 40 Holzschnitten. gr. 8°. 1888. geh. M. 4.—

**Becker, Prof. Dr. A., Kristalloptik.**

Eine ausführliche elementare Darstellung aller wesentlichen Erscheinungen, welche die Kristalle in der Optik darbieten, nebst einer historischen Entwicklung der Theorien des Lichts. Mit 106 Abbildungen. 8°. 1903. geh. M. 8.—; in Leinw. geb. M. 9.—

**Corsepius, Dozent Dr. M., Die elektrischen Bahnen.**

Mit 89 in den Text gedruckten Figuren und 7 Tafeln. gr. 8°. 1900. geh. M. 7.—

**Drude, Prof. Dr. P., Physik des Aethers auf elektromagnetischer Grundlage.**

Mit 66 Abbildungen. gr. 8°. 1894. geh. M. 14.—

**Gerland, Prof. Dr. E., Lehrbuch der Elektrotechnik.**

Mit besonderer Berücksichtigung ihrer Anwendungen im Bergbau. Mit 442 Textabbildungen. gr. 8°. 1903. geh. M. 14.—; in Leinw. geb. M. 15.20.

**Giesel, Prof. Dr. F., Ueber radioaktive Substanzen und deren Strahlen.**

Mit 4 Abbildungen. gr. 8°. 1902. geh. M. 1.20.

**Grunmach, Prof. Dr. L., Lehrbuch der magnetischen und elektrischen Masseinheiten, Messmethoden und Messapparate.**

Mit 342 Figuren im Text. gr. 8°. 1895. geh. M. 16.—

**Günther, Prof. Dr. S., Handbuch der Geophysik.**

Zwei Bände. Zweite, gänzlich umgearbeitete Auflage. Mit 387 Abbildungen. gr. 8°. 1897—1899. geh. M. 38.—

**Handbuch der elektrotechnischen Praxis.**

Herausgegeben von **Arthur Wilke**, Obergeringieur. Erster Band: **Die Massenfabrication der elektrischen Präzisionsapparate.** Bearbeitet von **Carl Schücker**, Werkstattdirektor. Mit 325 Abbildungen. gr. 8°. 1903. geh. M. 9.—; in Leinw. geb. M. 10.— Zweiter Band: **Einrichtung und Betrieb elektrotechnischer Fabriken.** Bearbeitet von **Prof. Dr. F. Niethammer**. Mit 378 Abbildungen. gr. 8°. 1904. geh. M. 14.—; in Leinw. geb. M. 15.20.

**Herrmann, Prof. J., Versuche über Eisenverluste im Dreh- und Wechselfeld.**

Mit 60 Abbildungen. gr. 8°. 1909. geh. M. 3.60.

Verlag von FERDINAND ENKE in Stuttgart.

**Kayser, Prof. Dr. H., Lehrbuch der Physik für Studierende.** Vierte verbesserte Auflage. Mit 344 Textabbildungen. gr. 8°. 1908. geh. M. 10.—; in Leinw. geb. M. 11.40.

**Kohlfürst, L., Die selbsttätige Zugdeckung auf Strassen-, Leicht- und Vollbahnen.** Mit 220 in den Text gedruckten Abbildungen. gr. 8°. 1903. geh. M. 10.—

**Kunz, Privatdoz. Dr. J., Theoretische Physik auf mechanischer Grundlage.** Mit 291 in den Text gedruckten Abbildungen. gr. 8°. 1907. geh. M. 12.—; in Leinw. geb. M. 13.40.

**Maier, Dr. J. und Preece, W. H., Das Telephon und dessen praktische Verwendung.** Mit 304 Holzschnitten. 8°. 1889. geh. M. 9.—

**Nernst, Geh. Rat Prof. Dr. W., Theoretische Chemie vom Standpunkte der Avogadroschen Regel und der Thermodynamik.** Fünfte Auflage. Mit 49 Textabbildungen. gr. 8°. 1907. geh. M. 18.60; in Leinw. geb. M. 20.—

**Niethammer, Prof. Dr. F., Elektrotechnisches Praktikum.** Für Ingenieure und Studierende. Mit 523 Abbildungen. gr. 8°. 1902. geh. M. 9.—; in Leinw. geb. M. 10.—

**Niethammer, Prof. Dr. F., Berechnung und Entwurf elektr. Maschinen, Apparate und Anlagen**  
für Studierende und Ingenieure. Fünf Bände. Erster Band: **Berechnung und Konstruktion der Gleichstrommaschinen und Gleichstrommotoren.** Mit 763 Textabbildungen. gr. 8°. 1904. geb. M. 16.—; in Leinw. geb. M. 17.60. Dritter Band: **Elektrische Schaltanlagen und Apparate mit Grundlagen zur Projektierung elektrischer Anlagen.** Mit 609 Textabbildungen und 13 Tafeln. gr. 8°. 1905. geh. M. 16.—; in Leinw. geb. M. 17.60.

**Petersen, Dr.-Ing. W., Eine neue Spannungsregelung.** Mitteilung der Arbeitsweise. Theorie des Reguliervorganges. Mit 7 in den Text gedruckten Abbildungen. gr. 8°. 1907. geh. M. 2.—

**Prasch, Ing. Ad., Die drahtlose Telegraphie.** Mit 61 Abbildungen. gr. 8°. 1900. geh. M. 2.40.

**Prasch, Ing. Ad., Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie.**

I. Teil: Mit 148 Abbildungen. gr. 8°. 1903. geh. M. 4.80. II. Teil: Mit 92 Abbildungen. gr. 8°. 1904. geh. M. 4.80. III. Teil: Mit 227 Abbildungen. gr. 8°. 1905. geh. M. 8.40. IV. Teil: Mit 164 Abbildungen. gr. 8°. 1906. geh. M. 8.40.

**Roloff, Dr. M., und Berkitz, P., Leitfaden für das  
elektrotechn. und elektrochemische Seminar.**

Für Studierende der Elektrotechnik, Physik, Mathematik, physikalischen und Elektrochemie, Maschinenbaukunde, sowie für den in der Praxis stehenden Ingenieur und Chemiker. Mit 75 Figuren. 8°. 1904. geh. M. 6.—; in Leinw. geb. M. 7.—

**Schoop, Dr. P., Handbuch der elektrischen Accumulatoren.** Auf Grundlage der Erfahrung und mit besonderer Berücksichtigung der technischen Herstellung. Mit 193 Abbildungen. 8°. 1898. geh. M. 12.—

**Teichmüller, Prof. Dr. J., Die Erwärmung der elektrischen Leitungen.** Mit 52 Abbildungen. gr. 8°. 1905. geh. M. 8.40; in Leinw. geb. M. 9.40.

**Thomsen, Jul., Systematische Durchführung thermochemischer Untersuchungen.** Zahlenwerte und theoretische Ergebnisse. Autorisierte Uebersetzung von Prof. Dr. J. Traube. gr. 8°. 1906. geh. M. 12.—

**Traube, Prof. Dr. J., Grundriss der physikalischen Chemie.** Mit 24 Abbildungen. gr. 8°. 1904. geh. M. 9.—; in Leinw. geb. M. 10.—

**Vogel, Prof. Dr. F., und Rössing, Prof. Dr. A., Handbuch der Elektrochemie u. Elektrometallurgie.** Mit 66 Abbildungen. gr. 8°. 1891. geh. M. 8.—

**Wallentin, Prof. Dr. J. G., Lehrbuch der Elektrizität und des Magnetismus.** Mit besonderer Berücksichtigung der neueren Anschauungen über elektrische Energieverhältnisse und unter Darstellung der den Anwendungen in der Elektrotechnik zu Grunde liegenden Prinzipien. Mit 230 Abbildungen. gr. 8°. 1897. geh. M. 8.—

**Wallentin, Prof. Dr. J. G., Einleitung in das Studium der modernen Elektrizitätslehre.** Mit 253 Abbildungen. gr. 8°. 1892. geh. M. 12.—

**v. Winkler, Ing. W., Der elektrische Starkstrom im Berg- und Hüttenwesen.** Mit 424 Abbildungen und 2 Tafeln. gr. 8°. 1905. geh. M. 14.—; in Leinw. geb. M. 15.40.

**Wolfrum, Dr. A., Die Methodik der industriellen Arbeit** als Teilgebiet der Industriekunde beziehungsweise der technischen Chemie. gr. 8°. 1904. geh. M. 8.—



**Sammlung elektrotechnischer Vorträge.**

Herausgegeben von Prof. Dr. E. Voit.

**Erster Band. (12 Hefte à M. 1.—)**

1: **Der elektrische Lichtbogen.** Von Prof. Dr. Ernst Voit. Mit 44 Abbildungen. — 2: **Grundlagen für die Berechnung und den Bau von elektrischen Bahnen** und deren praktische Benutzung. Von Dr. Max Corsepius. Mit 2 Abbildungen. — 3: **Die Ziele der neueren elektrotechnischen Arbeiten der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt.** Von Prof. Dr. K. Feussner. Mit 9 Abbildungen. — 4: **Ueber die Planté-Accumulatoren.** Von Dr. P. Schoop. Mit 28 Abbildungen. — 5/6: **Die Hauptbegriffe der Gleich- und Wechselstromtechnik** unter Benutzung mechanischer Hilfsvorstellungen. Von Prof. Dr. C. Heinke. Mit 22 Abbildungen. — 7/8: **Die Benützung einer und derselben elektrischen Leitung für verschiedene Betriebe** unter besonderer Berücksichtigung der bei den Eisenbahnen vorkommenden einschlägigen Schwachstrom-Anordnungen. Von Oberingenieur L. Kohlfürst. Mit 24 Abbildungen. — 9: **Die elektrischen Transformationsmethoden.** Von Prof. C. P. Feldmann. Mit 31 Abbildungen. — **Ueber Motorelektrizitätszähler.** Von Ingenieur G. Hummel. Mit 13 Abbildungen. — 10/11: **Scheinwerfer und Fernbeleuchtung.** Von F. Nerz. Mit 36 Abbildungen. — 12: **Die bisherigen Versuche mit elektrischen Zugtelegraphen.** Von Oberingenieur L. Kohlfürst. Mit 12 Abbildungen.

**Zweiter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1,20.)**

1: **Der rotierende Umformer.** Von Charles Proteus Steinmetz. Mit 11 Abbildungen. — 2: **Eine Methode zu experimentellen Untersuchungen an Induktionsmotoren.** Von Alexander Heyland. Zweite Auflage. Mit 28 Abbildungen. — 3: **Die Wechsel- und Drehstromgeneratoren.** Von Prof. Dr. F. Niethammer. Mit 29 Abbildungen. — 4/5: **Die drahtlose Telegraphie.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 61 Abbildungen. — 6: **Elektrische Bleicherel.** Von Dr. P. Schoop. Mit 21 Abbildungen. — 7/8: **Ueber mehrphasige Stromsysteme bei ungleichmässiger Belastung.** Von Wlad. Karapetoff. Mit 65 Figuren. — 9/10: **Das elektrische Blocksignal System Křížik.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 56 Abbildungen. — 11/12: **Magnetismus.** Von Prof. Dr. F. Niethammer. Mit 57 Abbildungen.

**Dritter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1,20.)**

1/3: **Beitrag zur Vorausberechnung und Untersuchung von Ein- und Mehrphasenstromgeneratoren** von Prof. E. Arnold und J. L. la Cour. Mit 87 Abbildungen. — 4: **Die industrielle Elektrolyse des Wassers und die Verwendungsgebiete von Wasserstoff und Sauerstoff.** Von Ingenieur M. U. Schoop. Mit 22 Abbildungen. — 5/6: **Die elektrische Beleuchtung der Eisenbahnzüge.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 50 Abbildungen. — 7: **Experimentelle Untersuchungen auf dem Wechselstromgebiete.** Von Oberingenieur Thomas Marcher. Mit 49 Abbildungen. — 8/9: **Beitrag zur Theorie und Untersuchung von mehrphasigen Asynchronmotoren.** Von O. S. Bragstad. Mit 35 Abbildungen. — 10/11: **Ein Beitrag zur Vorausberechnung der Kommutationsverhältnisse bei Gleichstrommaschinen und des Spannungsabfalls bei Wechselstromgeneratoren.** Von Dr.-Ing. H. Gallusser. Mit 32 Abbildungen. — 12: **Der Uebergangswiderstand bei Kohlenbürsten.** Von Dr.-Ing. Max Kahn. Mit 5 Abbildungen und 24 in den Text gedruckten Tafeln.

**Vierter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1,20.)**

1: **Der Wechselstrom-Serien-Motor.** Von Julius Heubach, Chef-Ing. Mit 35 Abbildungen. — 2: **Die neueren Forschungen über Ionen und Elektronen.** Von Prof. Dr. Gustav Mie. Zweite Auflage. Mit 4 Abbildungen. — 3: **Das Leitvermögen von gepressten Pulvern.** (Kohlenstoff und Metallverbindungen.) Von Prof. Dr. Franz Streintz. Mit 8 Abbildungen. — 4/6: **Das Kreisdiagramm des Drehstrommotors und seine Anwendung auf die Kaskadenschaltung.** Von Dr. Max Breslauer. Mit 24 Figuren und 2 Tabellen. — 7: **Ueber einige Anwendungen des Elektrometers bei Wechselstrommessungen.** Von Dipl.-Ing. Karl Hohage. Mit 11 Abbildungen. — 8: **Ueber Kommutierungsvorgänge und zusätzliche Bürstenverluste.** Von Dr.-Ing. Adolf Railing. Mit 43 Abbildungen. — 9/10: **Kritische Betrachtungen über die von den fahrenden Eisenbahnzügen unmittelbar tätig zu machenden Stromschalter.** Von Oberingenieur L. Kohlfürst. Mit 48 Abbildungen. — 11/12: **Ueber deformierte Wechselströme mit besonderer Berücksichtigung eisengeschlossenener Apparate.** Von Dipl.-Ing. Heinrich Hinden. Mit 16 Abbildungen und 3 Tafeln im Text. — **Ueber wahre und scheinbare Abweichungen vom Ohmschen Gesetz.** Von Prof. Dr. Erich Marx. Mit 3 Abbildungen.

**Sammlung elektrotechnischer Vorträge.**

**Fünfter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1/4: **Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie. I.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 148 Abbildungen. — 5: **Das Nutenfeld in Zahnarmaturen und die Wirbelstromverluste in massiven Armaturkupferleitern.** Von S. Ottenstein. Mit 42 Abbildungen. — 6: **Ein Beitrag zur Kenntnis der Diffusionsvorgänge an Akkumulatorelektroden.** Von Ingenieur M. U. Schoop. Mit 13 Abbildungen. — 7/8: **Der Einfluss der Kurvenform auf die Wirkungsweise des Synchronmotors.** Von Dr.-Ing. Leopold Bloch. Mit 34 Abbildungen. — 9/10: **Die experimentelle Untersuchung der Kommutationsvorgänge in Gleichstrommaschinen.** Von Assistent Karl Czeija. Mit 31 Abbildungen. — 11/12: **Experimentelle Untersuchungen am polycyclischen Stromverteilungssystem Arnold-Bragstad-la Cour.** Von Dipl.-Ing. F. Marguerre. Mit 37 Abbildungen. **Zur Theorie des Elektrophors.** Von Paul Berkitz.

**Sechster Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1: **Theorie der kompensierten Asynchronmaschine.** Von Chef-Ing. Julius Heubach. Mit 28 Abbildungen. — 2: **G. Schreibers neueste elektrische Zugseicherungseinrichtung.** Von Obering. L. Kohlfürst. Mit 12 Abbildungen. — 3/4: **Der Kaskadenumformer. Seine Theorie, Berechnung, Konstruktion und Arbeitsweise.** Von Prof. E. Arnold und J. L. la Cour. Mit 38 Abbildungen. — 5/8: **Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie. II.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 92 Abbildungen. — 9: **Analytische und graphische Methoden zur Berechnung des Stromverbrauchs elektrischer Bahnen.** Von Dipl.-Ing. K. A. Schreiber. Mit 15 Abbildungen und 3 Tafeln. — 10: **Ueber magnetische Wirkungen der Kurzschlussströme in Gleichstromankern.** Von Dr.-Ing. Robert Pohl. Mit 38 Abbildungen. — 11/12: **Spannungserhöhung in elektrischen Netzen infolge Resonanz und freier elektrischer Schwingungen.** Von Ingenieur G. P. Markovitch. Mit 17 Abbildungen.

**Siebenter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1/7: **Die Erwärmung der elektrischen Leitungen.** Von Prof. Dr. J. Teichmüller. Mit 52 Abbildungen. — 8: **Ueber elektrisch betriebene, zur Verschärfung des Haltsignals dienende Vorrichtungen.** Von Obering. L. Kohlfürst. Mit 33 Abbildungen. — 9/11: **Die Berechnung der elektrischen Konstanten paralleler Wechselstromoberleitungen.** Von Ing. G. P. Markovitch. Mit 31 Abbildungen. — 12: **Eine Differentialmethode zur Messung kleiner Widerstände und ihre Anwendung zur genauen Abgleichung von Starkstrommesswiderständen.** Von Dr. H. Hausrath. Mit 11 Abbildungen.

**Achter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1/7: **Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie. III.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 227 Abbildungen. — 8/10: **Theorie der Wechselstromzähler nach Ferrarisschem Prinzip und deren Prüfung an ausgeführten Apparaten.** Von Dr.-Ing. E. Morek. Mit 93 Abbildungen. — 11/12: **Die Vorgänge in Ein- u. Mehrphasengeneratoren.** Von J. Rezelman, Oberingenieur. Mit 72 Abbildgn.

**Neunter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1/3: **Technisch-physikalische Untersuchungen von Aluminium-Elektrolytzellen.** Von Dr.-Ing. Max Jakob. Mit 32 Abbildungen und 31 graphischen Darstellungen im Text. — 4/5: **Ueber die Induktion der in Drehfeldern rotierenden Kugeln.** Von Dr. Jakob Kunz. Mit 19 Abbildungen. — 6: **Das Akkumulatorproblem.** Von Prof. Dr. Franz Streintz. Mit 6 Abbildungen. — 7/8: **Ueber das Pendeln parallelgeschalteter Drehstromgeneratoren.** Von Dr.-Ing. Gottfried Huldshiner. Mit 17 Abbildungen und 6 Kurventafeln im Text. — 9/10: **Die Kommutation bei Gleichstrom- und Wechselstrom-Kommutatormaschinen.** Von Prof. Dr.-Ing. E. Arnold und J. L. la Cour. Mit 58 Abbildungen. — 11/12: **Neues auf dem Gebiete der elektrisch selbsttätigen Zugdeckung.** Von Obering. L. Kohlfürst. Mit 60 Abbildungen.

**Zehnter Band. (12 Hefte im Abonnement M. 12.—, einzeln M. 1.20.)**

1/7: **Die Fortschritte auf dem Gebiete der drahtlosen Telegraphie. IV.** Von Ingenieur Adolf Prasch. Mit 164 Abbildungen. — 8/10: **Energie der Wirbelströme in elektrischen Bremsen und Dynamomaschinen.** Von Dr.-Ing. Reinhold Rüdenberg. Mit 21 Abbildungen. — 11/12: **Theorie der Kommutation in Gleichstrom-Dynamomaschinen, insbesondere beim Gebrauch von Wendepolen und breiten Kollektorbürsten.** Von Dr.-Ing. Reinhold Rüdenberg. Mit 35 Abbildungen.







